

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Máster Universitario en Ingeniería Industrial
2017/2018

Estudio y Simulación de una micro red de corriente continua

Autor : Jesús López Merino

Tutor : Miguel Eduardo Montilla D'Jesús

Leganés, Julio 2018



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**

Agradecimientos

Procedo a finalizar una etapa de mi vida, donde mi desarrollo personal no puede describirse ni en una frase, ni en unos párrafos y requeriría al menos unos cuantos capítulos para cumplir tal hazaña. Como las grandes historias, esta finaliza con un punto y seguido.

En este momento, uno no puede evitar un cierto miedo escénico al pensar en el futuro. En esta sociedad se relaciona la idea del triunfo al poder, la fama o el dinero, pero en mi caso el temor que me rodea, no es otro que el deseo de poder encontrar el camino hacia el lugar idóneo, donde estar motivado y poder seguir avanzando.

La vida y la fortuna son caprichosas, podrá traerte golpes de suerte, donde la brisa te impulse hacia la única y dirección correcta, o depararte tempestades en las que no puedas ver el camino. Pero se puede afirmar con rotundidad que ningún mar en calma hizo experto a un marinero y ningún marinero pudo sobrevivir exclusivamente de su pericia sin un buen mástil al que agarrarse, cuando todo se derrumba.

Agradezco poder afirmar que cuento con el mástil idóneo, en mi vida universitaria gracias al apoyo de Javi, Sergio, Monti y sin duda alguna, a mi tutor Miguel. En mi vida personal, gracias a mis amigos de toda la vida Andrés, Enrique, Rubén, David y bueno, Jorge. En mi vida familiar, gracias a mis hermanas María y Ana.

Pero sobretodo agradezco a mis padres, todo su apoyo en los retos e inquietudes que la vida me ha dado y me reserva, porque sé sin ninguna duda que seguirán allí, a ellos le dedico el presente proyecto. Finalmente, ante lo que me quiera deparar esta aventura en capítulos venideros, puedo aseverar que cuento con el mástil apropiado para no hundirme, porque como dijo Nikola Tesla:

“La vida es y siempre seguirá siendo una ecuación incapaz de resolverse, pero tiene ciertos factores que conocemos”

Resumen

El objetivo del actual proyecto es presentar un estudio riguroso de la integración de una micro red que opera en corriente continua a la red general de alterna, mediante el empleo de un convertidor trifásico AC/DC.

En los últimos años, se han desarrollado muchas investigaciones sobre las micro redes, sus ventajas y su integración en el ámbito eléctrico. Uno de los nuevos focos de estudio que ha suscitado el interés de los investigadores, es la viabilidad y ventajas de la incorporación de micro redes de corriente continua, atendiendo a la naturaleza de los principales dispositivos que contiene. Este trabajo presenta una útil recopilación de la información encontrada sobre dicho tema y un estudio práctico, para ser utilizado por futuros alumnos e investigadores interesados en la materia.

El estudio se enfoca en la descripción de una estrategia de control eficiente, que optimiza el empleo de la energía. Se presenta los principales conceptos teóricos, el ajuste del conjunto de los parámetros del control y el modelado de la fuente de generación, los dispositivos de almacenamiento y los dispositivos de electrónica de potencia que sirven de conexión tanto en la propia micro red de continua, como en la red general de alterna.

El control del sistema ha sido implementado con una serie de reguladores PI ajustados, posibilitando el control de la tensión de continua de la micro red y el control de la tensión de alterna, en el punto de conexión a la red general.

Para concluir, se han analizado los resultados y simulaciones del diseño implementado en Matlab/Simulink, para demostrar la estrategia de control general definida y las soluciones planteadas ante diferentes contingencias.

Abstract

The aim of this project is the presentation of a deep study devoted to the integration of a DC microgrid into the AC main grid, by means of an AC/DC converter.

In recent times, a lot of researches about microgrids have been developed, including their advantages and their integration in the electricity sector. One of the newest and most interesting fields of research in this area is the feasibility and benefits of the introduction of DC microgrids, depending on the nature of their main component devices. This work presents a useful collection of the most important pieces of information found about this topic, to be used by future students and researchers interested in the subject.

This study is focused on the description of an efficient control strategy that optimizes the energy usage. The thesis presents the main theoretical background, the tuning of control parameters and the modelling of the distributed generation resources, energy storage systems and power electronic devices which serve as interface between the DC microgrid and the AC main grid.

The control of the system has been implemented with a cascade of tuned PI-controllers, which offers the DC bus voltage control and the AC bus voltage control, in the point of common coupling.

To conclude, the final results and simulations obtained in Matlab/Simulink have been analyzed to prove the general defined control strategy and the proposed solutions to face the different contingencies

Índice general

	Página
Agradecimientos	I
Resumen	II
Abstract	III
Índice de Figuras	VI
Índice de Tablas	IX
Lista de Acrónimos	XI
1. Introducción	1
1.1. Problemática	2
1.2. Situación actual	4
1.3. Objetivo del trabajo	8
1.4. Estructura del documento	8
2. Estado del arte	9
2.1. Estudio de la micro red corriente continua	9
2.1.1. Descripción del sistema de estudio	10
2.1.2. Características de operación	12
2.2. Descripción de los componentes principales	16
2.2.1. Convertidor trifásico	16
2.2.2. Convertidor Boost (Elevador)	22
2.2.3. Convertidor Buck-Boost (reductor-elevador)	24
2.2.4. Panel fotovoltaico	26
2.2.5. Dispositivos de almacenamiento	32
2.2.6. Técnica de modulación	34
3. Modelado y Control vectorial de la micro red de corriente continua	40
3.1. Convertidor trifásico	40
3.1.1. Transformación al sistema de referencia d-q-o	41
3.1.2. Lazo de seguimiento de fase, PLL	43
3.1.3. Ecuaciones de la planta del sistema	43
3.2. Convertidor elevador de continua	50

3.3. Convertidor DC-DC bidireccional	54
3.4. Panel fotovoltaico	57
3.5. Dispositivos de almacenamiento	59
3.6. Ajuste de los reguladores PI	63
3.6.1. Lazo de intensidad	65
3.6.2. Lazo de tensión eficaz del PCC	67
3.6.3. Lazo de potencia activa	69
3.6.4. Lazo de tensión de la micro red DC	70
4. Resultados de la Simulación	73
4.1. Primer nivel de operación	74
4.1.1. Caso crítico A	79
4.1.2. Caso crítico B	83
4.2. Segundo nivel de operación	86
4.2.1. Caso crítico A	91
4.2.2. Caso crítico C	94
4.3. Tercer nivel de operación	98
5. Conclusión	104
5.1. Objetivos cumplidos	104
5.2. Posibles mejoras del modelo presentado	105
5.3. Trabajos futuros	106
6. Presupuesto personal	108
7. Planificación del proyecto	111
Bibliografía	120
Apéndices	121
A. Datos técnicos de la micro red	122
B. Valores base	127
C. Anti-windup para reguladores PI	128
D. Análisis económico de la inversión	133

Índice de figuras

1.1. Estudio comparativo de micro redes de corriente continua y alterna	3
1.2. Micro red DC integrada en la comunidad inteligente en Chiang Mai	7
2.1. Representación del caso de estudio	10
2.2. Curva generación-demanda del caso de estudio	11
2.3. Descripción de la estrategia general en el caso de estudio	14
2.4. Diagrama de flujo	15
2.5. Convertidor trifásico	17
2.6. Clase de semiconductor totalmente controlado idóneo, en función del nivel de potencia y frecuencia del convertidor	18
2.7. Circuito equivalente monofásico para la tensión de salida del inversor	19
2.8. Región de operación del convertidor AC/DC	21
2.9. Esquema del Convertidor Boost	22
2.10. Etapas de operación de un Convertidor Boost	23
2.11. Convertidor en modo de conducción continuo (MCC)	23
2.12. Convertidor en modo de conducción discontinuo (MCD)	24
2.13. Esquema del Convertidor Buck-Boost	25
2.14. Etapas de operación del Convertidor Buck-Boost, modo elevador	25
2.15. Etapas de operación del Convertidor Buck-Boost, modo reductor	26
2.16. Esquema eléctrico del panel fotovoltaico	27
2.17. Proceso iterativo para obtener R_p y R_s	30
2.18. Curva características I-V del panel solar de 300 W, en función de la temperatura.	31
2.19. Curva características I-V del panel solar de 300 W, en función de la irradiancia.	31
2.20. Sobremodulación	35
2.21. Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM)	35
2.22. Modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM)	36
2.23. Representación de los vectores espaciales de un inversor de dos niveles	37
2.24. Análisis de la técnica SVM	38
2.25. Modulación por ancho de pulso para el convertidor DC/DC	39
3.1. Esquema general del control del convertidor AC/DC	41
3.2. Representación de los fasores del sistema en el plano $\alpha - \beta$ y en el plano d-q	42
3.3. Bloques del esquema general del control del convertidor AC/DC	43
3.4. Representación del filtro LCL utilizado en la conexión del convertidor	44

3.5. Explicación de la representación de los acoplamientos en Simulink	45
3.6. Circuito monofásico del filtro LCL	46
3.7. Comparación de las intensidades de ambas inductancias del filtro	48
3.8. Diagrama de bode del filtro LCL empleado.	49
3.9. Efecto del filtro LCL estudiado	50
3.10. Descripción del rizado de la intensidad que atraviesa la inductancia	52
3.11. Esquema general del control del convertidor elevador de continua	53
3.12. Comparación del modo de operación como Boost y Buck del convertidor DC/DC empleado para la batería y el supercondensador.	56
3.13. Esquema general del control del convertidor DC-DC bidireccional	57
3.14. Proceso iterativo para obtener P_{max} , V_{mp} e I_{mp}	57
3.15. Bloque implementado en Matlab/Simulink, para obtener la tensión e intensidad en los que se logra la máxima potencia.	58
3.16. Curvas características I-V y P-V, para condiciones nominales.	58
3.17. Curvas características I-V y P-V, para el segundo caso.	59
3.18. Posibles alternativas de control de los dispositivos de almacenamiento	60
3.19. Comparación de la actuación de los tres tipos de opciones	62
3.20. Tensión de la batería en las tres opciones.	63
4.1. Esquema general implementado en Simulink.	73
4.2. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	74
4.3. Punto de estudio elegido.	75
4.4. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	76
4.5. Potencia de los dispositivos de almacenamiento para equilibrar la tensión de la micro red DC.	77
4.6. Potencias suministradas por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.	78
4.7. Índice de modulación del convertidor AC/DC.	79
4.8. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	79
4.9. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	80
4.10. Potencia de los dispositivos de almacenamiento para equilibrar la tensión de la micro red DC.	81
4.11. Potencias suministradas por el convertidor AC/DC a la red.	82
4.12. Índice de modulación del convertidor AC/DC.	82
4.13. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	83
4.14. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	84
4.15. Potencia del supercondensador tras la desconexión de la batería, para equilibrar la tensión de la micro red DC.	85
4.16. Tensión del supercondensador.	85
4.17. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	86
4.18. Punto de estudio elegido.	87
4.19. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	89
4.20. Potencia absorbida por la red para equilibrar la tensión de la micro red DC.	89
4.21. Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.	90
4.22. Índice de modulación del convertidor AC/DC.	90
4.23. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	91
4.24. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	92

4.25. Potencia absorbida por la red para equilibrar la tensión de la micro red DC.	93
4.26. Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.	93
4.27. Índice de modulación del convertidor AC/DC.	94
4.28. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	95
4.29. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	96
4.30. Potencia suministrada por la batería tras la desconexión de la red, para equilibrar la tensión de la micro red DC.	97
4.31. Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.	97
4.32. Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.	98
4.33. Punto de estudio elegido.	99
4.34. Descripción de los distintos niveles de la carga y la potencia generada. . . .	101
4.35. Potencia demandada y generada en la micro red DC.	101
4.36. Tensión e intensidad del panel solar.	102
4.37. Análisis de la actuación del panel solar.	103
5.1. Configuración de un convertidor DAB.	105
5.2. Perfil de generación de la energía solar y eólica según periodo del año. . . .	107
C.1. Esquema general del fenómeno de la saturación	128
C.2. Esquema general del regulador PI estudiado	129
C.3. Ejemplo ilustrativo del fenómeno del windup	130
C.4. Efecto del windup en las potencias suministradas por el convertidor	131

Índice de tablas

1.1. Ejemplos relevantes de micro redes DC	5
2.1. Ventajas y desventajas de las baterías de Litio, respecto a otras opciones .	33
2.2. Ventajas y desventajas del empleo de supercondensadores respecto a las baterías electroquímicas	33
2.3. Estados de conmutación	37
3.1. Características del convertidor AC/DC obtenidas.	50
3.2. Características del caso de estudio de la micro red DC aislada.	61
3.3. Parámetro x de los reguladores PI de la intensidad.	66
3.4. Parámetros del regulador PI de la intensidad.	67
3.5. Parámetros del regulador PI de la tensión eficaz del PCC.	68
3.6. Parámetros del regulador PI de la potencia activa.	70
3.7. Parámetros del regulador PI de la tensión de la micro red DC.	72
4.1. Estudio del primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	75
4.2. Estudio del primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	75
4.3. Estudio del primer nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes reales.	76
4.4. Estudio del primer nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes por unidad.	76
4.5. Caso de estudio crítico A en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	80
4.6. Caso de estudio crítico A en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	80
4.7. Caso de estudio crítico B en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	84
4.8. Caso de estudio crítico B en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	84
4.9. Caso de estudio en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	87
4.10. Caso de estudio en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	88
4.11. Estudio del segundo nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes reales.	88

4.12. Estudio del segundo nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes por unidad.	88
4.13. Caso de estudio crítico A en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	92
4.14. Caso de estudio crítico A en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	92
4.15. Caso de estudio crítico C en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.	95
4.16. Caso de estudio crítico C en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.	96
4.17. Caso de estudio en el tercer nivel de operación, expresado en magnitudes reales.	100
4.18. Caso de estudio en el tercer nivel de operación, expresado en magnitudes por unidad.	100
6.1. Presupuesto personal del proyecto	109
6.2. Factura final.	110

Lista de Acrónimos

<i>AC</i>	Corriente alterna (Alternative current)
<i>BJT</i>	Transistor de unión bipolar (Bipolar junction transistor)
<i>DAB</i>	Puente dual activo (Designing Dual-Active Bridge)
<i>DC</i>	Corriente continua (Direct current)
<i>DGR</i>	Fuentes de generación distribuida (Distributed generation resources)
<i>DSRF</i>	Doble marco de referencia síncrono (Double synchronous-reference frame)
<i>HFT</i>	Transformador de alimentación de alta frecuencia (High frequency transformer)
<i>HSRF</i>	Marco de referencia síncrono con armónicos (Harmonic synchronous-reference frame)
<i>IGBT</i>	Transistor de unión bipolar de puerta aislada (Insulated gate bipolar transistor)
<i>LPF</i>	Filtro paso bajo (Low-pass filter)
<i>LVDC</i>	Baja tensión en corriente continua (Low voltage direct current)
<i>MOSFET</i>	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor)
<i>MPPT</i>	Rastreo del punto de operación de máxima energía (Maximum power point tracking)
<i>OCV</i>	Tensión de circuito abierto (Open Circuit Voltage)
<i>PCC</i>	Punto de conexión común (Point of common coupling)
<i>PID</i>	Proporcional integral derivativo (Proportional–integral–derivative)
<i>PLL</i>	Lazo de seguimiento de fase (Phase-locked loop)

<i>PQ</i>	Barra de carga (Load bus)
<i>PV</i>	Barra de generación (Generator bus)
<i>PWM</i>	Modulación por ancho de pulso (Pulse width modulation)
<i>SOC</i>	Estado de carga (State of charge)
<i>SOH</i>	Estado de salud (State of health)
<i>SPWM</i>	Modulación sinusoidal por ancho de pulso (Sinusoidal pulse width modulation)
<i>SVPWM</i>	Modulación por ancho de pulso del vector espacio (Space vector pulse width modulation)
<i>SRF</i>	Marco de referencia síncrono (Synchronous-reference frame)
<i>SST</i>	Transformador de estado sólido (Solid state transformer)
<i>SVM</i>	Modulación vectorial (Space vector modulator)
<i>SVV</i>	Vectores de tensión de conmutación (Switching Voltage Vectors)
<i>VAN</i>	Valor Actual Neto
<i>VSC</i>	Convertidor en fuente de tensión (Voltage source converter)

Capítulo 1

Introducción

La preocupación por el medio ambiente y la sostenibilidad energética, frente a una demanda en constante crecimiento, ha beneficiado el desarrollo de fuentes de generación renovables y nuevos modelos de distribución que favorecen su integración, como las micro redes [1].

El concepto de micro red presenta un creciente interés, por sus ventajas respecto a las redes convencionales, especialmente la fiabilidad o robustez frente a errores y perturbaciones, si se utiliza sistemas de almacenamiento de energía [2]. Además, favorece la integración de energías limpias, y aumenta la eficiencia al producir en el punto de consumo.

Una micro red consiste en términos generales en un subsistema eléctrico formado por un pequeño número de fuentes de generación de distinta naturaleza, tanto renovables como convencionales, junto al empleo de dispositivos de almacenamiento [3]. Sus principales características son:

1. La idea de micro red se enfoca a la generación, almacenamiento y consumo local, estando habitualmente configurada en baja tensión.
2. Una micro red debe ser capaz de operar tanto conectada a la red general, como en un modo autónomo o aislado [4].
3. Las micro redes permiten controlar la distribución de energía entre sus componentes, siendo el control y la coordinación dos aspectos claves en su operación.
4. Las micro redes pueden operar en distintas escalas de energía.

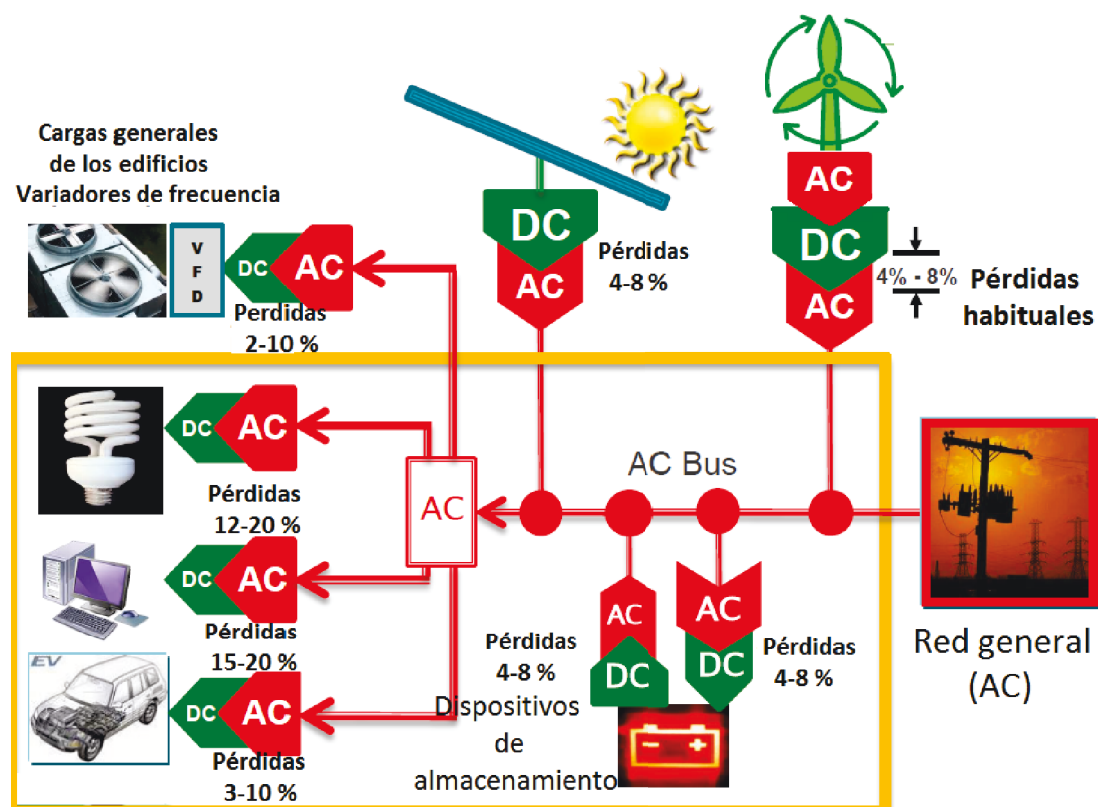
El presente proyecto describe una micro red de corriente continua [5], que favorece la inclusión de una fuente de generación solar. Dicha energía es flexible para ser instalada en diversos tipos de instalaciones y disponible para múltiples aplicaciones. Las intermitencias de la energía solar pueden ser solucionadas mediante el empleo de dispositivos de almacenamiento, tales como las baterías o los supercondensadores, los cuales también presentan un carácter continuo.

En general, la inclusión de fuentes renovables es más complejo que el de las fuentes tradicionales, al ser no deterministas. El presente proyecto describe una estrategia de control que persigue optimizar su extracción [1].

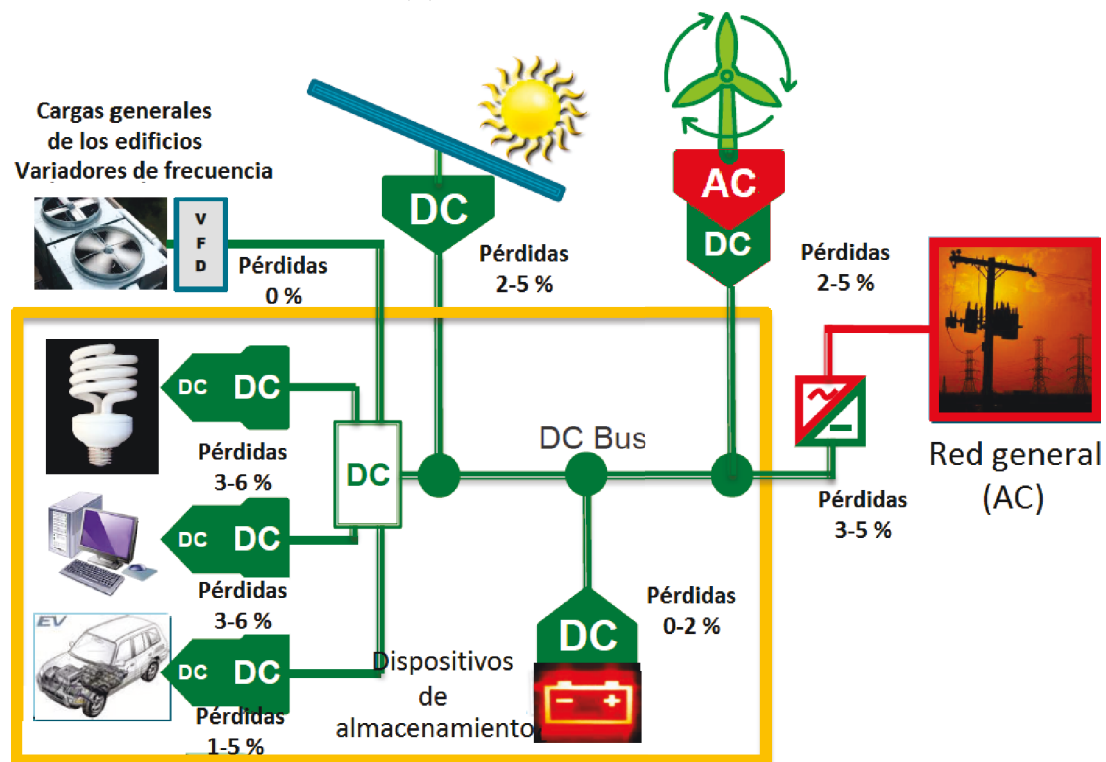
1.1. Problemática

El sistema trifásico de alterna ha tenido una posición dominadora en los últimos cien años, gracias principalmente a la posibilidad de variar el nivel de tensión mediante el empleo de transformadores. No obstante, la apuesta por la introducción de fuentes renovables de generación (DGR), como alternativa a las fuentes fósiles ligadas a los problemas medioambientales que conllevan, han desembocado en los últimos años en el estudio de la integración de micro redes de corriente continua a la red [6]. Para entender dicha tendencia es necesario comparar una serie de aspectos clave, entre micro redes de corriente continua y alterna:

- **Eficiencia en la conversión.** Las micro redes de corriente continua presentan una gran ventaja respecto a las micro redes en alterna. Por ejemplo, desde el punto de vista de los dispositivos de almacenamiento (supercondensadores y/o batería) la conexión se hace directamente a través de convertidores DC/DC, ya que la naturaleza para cargar/descargar es continua y no es necesario hacerlo a través de convertidores AC/DC. Los sistemas de almacenamiento son elementos claves para una micro red cuando operan en modo aislado (independiente de la red principal). No obstante, en el caso de cargas de alterna o para conectarse a la red general (cuando no opera en modo aislado), las micro redes DC presentan la desventaja de tener que utilizar dichos convertidores, con sus respectivas pérdidas [1].
- **Reducción del coste de los convertidores.** En principio, las micro redes DC sólo utilizan un convertidor AC/DC para conectarse a la red. Sin embargo, las micro redes en alterna necesitan convertidores adicionales tales como los utilizados por los elementos de almacenamiento, la generación solar y eólica. Se debe resaltar que la generación eólica es inherentemente de alterna pero tiene un enlace de continua para el acople del generador a la red, necesitando luego convertidores DC/AC para su conexión. Una micro red DC requeriría el empleo de un único convertidor de mayor potencia para conectarse a la red general, reduciendo el gasto por el principio de que el coste por kilovatio es superior en ratios de potencia inferiores, además de reducir en costes de mantenimiento [1]. En la Figura 1.1 se resume ambas ideas.
- **Eficiencia en la transmisión y distribución.** Una ventaja de la transmisión de continua es que no existe un problema con la potencia reactiva como en alterna. Es decir, en la micro red de corriente continua las pérdidas de cobre son menores en la línea que en alterna, con la misma resistencia de línea y transmitiendo la misma cantidad de potencia [1].
- **Seguridad del suministro de energía.** Una de las prometedoras cualidades de las micro redes es que son capaces de ofrecer un suministro de potencia ininterrumpido durante una falta. En una micro red de alterna detectar una caída de tensión es más complejo, porque tiende a provocar pequeñas variaciones de tensión (dado que está conectada a una amplia área de distribución) y es difícil definir si no se trata de simples transitorios que no requieren actuación. Esta situación implica que el operador debe esperar un periodo de tiempo (unos cientos de milisegundos), antes de actuar. Además, de que el lazo de seguimiento de fase (PLL) para un sistema monofásico o trifásico, puede provocar un retraso en la detección [8].



(a) Micro red de alterna



(b) Micro red de continua

Figura 1.1 Estudio comparativo de micro redes de corriente continua y alterna [7]

Mientras que en una micro red DC al no acoplarse directamente a la red general de alterna, los dispositivos de almacenamiento en el lado de continua pueden regular inmediatamente una variación anormal de la tensión nominal, ayudando a suprimirla en el tiempo de operación del convertidor empleado [9].

- **Controlabilidad.** El control de los sistemas de continua se basan en mantener constante la tensión de continua para asegurar la estabilidad del sistema, mientras que en los sistemas de alterna se debe regular tanto el nivel de tensión como la frecuencia, además de tener que emplear sofisticadas técnicas de control para tratar con los desequilibrios y armónicos, que se producen en el sistema trifásico. Por lo tanto, el control de las micro redes de continua es más simple que el de alterna.
- **Sistema de protección.** La protección es actualmente una de las mayores ventajas de las micro redes de alterna respecto a las de continua, porque está ampliamente estudiada. El empleo de la detección del paso por cero de la corriente de alterna, permite mitigar los arcos eléctricos fácilmente, esto no se produce en los sistemas de continua y se necesita implementar técnicas más sofisticadas y de costes superiores. No obstante, en los últimos años se han realizado prometedores estudios sobre técnicas de detección más eficientes y simples [10].
- **Disponibilidad de la carga.** En el sistema energético las cargas son predominantemente de alterna, los equipos son diseñados en función de los estándares de la generación de alterna. No obstante, las cargas de continua tienen un enorme potencial, equipos digitales como los ordenadores, routers, LEDs y televisiones son por naturaleza más compatible con las fuentes de continua. Incluso según ciertos estudios, cargas relevantes como los ventiladores eléctricos, las bombas de propulsión y el aire acondicionado, podrían diseñarse para la generación en continua en lugar de alterna con menores costes de producción y con mayor eficiencia [11][12].

De los distintos puntos se deduce una serie de ventajas y desventajas en ambas opciones. En términos generales, en una instalación existente la micro redes AC serán más atractivas, mientras que para una instalación nueva una micro red DC puede ser idónea si se atiende a la naturaleza de los dispositivos empleados. Es por ello que en diversos estudios se defienden el empleo de micro redes híbridas [6]. El presente proyecto analiza un caso de estudio donde una micro red DC es favorable, con el objetivo de aumentar el conocimiento de esta alternativa de distribución más novedosa.

1.2. Situación actual

La construcción de redes de distribución de corriente continua aplicadas a edificios está generando un interés creciente, tanto desde el punto de vista académico como industrial, debido a sus beneficios en términos de eficiencia y ahorro de energía. Su introducción está ligada al concepto de edificios de consumo neto nulo (producen la energía que consumen) [13], edificios sostenibles que emplean fuentes de energías renovables y dispositivos de almacenamiento, algunas de las oportunidades de las micro redes DC [14].

Ante la dificultad de emplear redes de corriente continua (DC) en países desarrollados, donde las cargas comerciales están diseñadas para operar en la red general de alterna, algunas investigaciones defiende su utilización en países en desarrollo, donde el sistema eléctrico no es tan complejo y requiere crecer para atender a la demanda [15] [16].

Nombre (Fecha)	Compañía (Localización)	Descripción de la micro red DC
NextHome (2015)[17]	NextEnergy (Detroit, Michigan)	Empleo de paneles solares y baterías en uso doméstico, para iluminación, calefacción y recarga de coche eléctrico.
Bosch project (2015)[18]	Bosch y CLTC (Chino, California)	Edificio comercial a 380 VDC, empleando paneles solares para iluminación y el uso de carretillas elevadoras.
DCC+G project (2015)[19]	Philips (Eindhoven, Holanda)	Comparación de la iluminación (54 LEDs) de un edificio en DC y AC, demostrando 2-5 % menos de pérdidas.
DCC+G project (2015)[20]	Fraunhofer (Erlangen, Alemania)	Oficina a 380 VDC, para la iluminación y alimentación de coche eléctrico, con 3-6 % menos de pérdidas que en AC.
NTT Project (2014)[21]	NTT Facilities (Hokkaido, Japón)	Centro sanitario a 380 VDC, para la iluminación y recarga de coche eléctrico, con 4,2 % menos de pérdidas que en AC.
Universidad Xiamen (2014)[22]	(Xiamen, China)	Paneles solares (150 kW) y baterías a 380 VDC, para iluminación (20 kW) y recarga de coche eléctrico (40 kW) y aire acondicionado (30 kW).
Elenia Oy LVDC (2014)[23]	Elenia Oy y ABB Oy Drive (Kylmäkoski, FI)	Sistema de distribución de 570-750 VDC, con convertidor de 150 kVA, y batería de litio, para el suministro de zona rural aislada.

Tabla 1.1 Ejemplos relevantes de micro redes DC

Otros estudios realizados en los últimos años, defienden la integración de micro redes DC en distintas circunstancias, conectados a la red general mediante convertidores AC/DC, algunas de los más importantes se resumen en la Tabla 1.1 [24]. Cabe destacar que también se ha presentado artículos que muestran los beneficios y oportunidades de utilizar micro redes DC en aplicaciones navales [25].

En Finlandia, se ha apostado por el estudio de redes de continua de baja tensión (LVDC), para abastecer zonas rurales remotas mediante el empleo de energía renovables [26], logrando mejorar la seguridad y la respuesta ante situaciones de vulnerabilidad, como los apagones debido a sabotaje o cambios climáticos severos. La primera prueba se realizó en 2008 (convirtiendo una línea de baja tensión de corriente alterna a continua) y la segunda dos años después (2010), por Elenia Oy y ABB Oy Drive [27]. Dos investigaciones más recientes sobre redes LVDC se han dado en 2012 y 2014. La primera la realizó LUT y Suur-Savon Sähkö Oy instalando una conexión de ± 750 VDC, para el suministro de cuatro consumidores residenciales [28], la segunda se resume en la Tabla 1.1. De este modo, se demostró la madurez de esta tecnología para su comercialización en líneas de distribución LVDC.

Por otro lado, otras investigaciones se centran en la viabilidad de micro redes DC para edificios comerciales, como el elaborado en la universidad de Xiamen [22], resumido en la Tabla 1.1. Mediante un estudio de coste de oportunidad comparándolo con una instalación tradicional (coste de la electricidad habitual), se estimó un retorno de la inversión en un periodo de 9 años, demostrando la viabilidad de su comercialización. También se muestra un novedoso estudio sobre el empleo de puntos de recarga de vehículos eléctricos, capaces de emplear sus propias baterías como fuentes de alimentación [14].

Bosch también ha desarrollado estudios donde se integran modelos de micro red DC en edificios comerciales, reduciendo los costes y aumentando la eficiencia de un 6 % a un 8 % [29]. Entre dichos proyectos destacan el elaborado a petición del departamento de defensa en Estados Unidos en 2015 en Fort Bragg en Fayetteville, North Carolina [24]. Además del proyecto que se acordó con la Comisión de Energía de California, que se muestra en la Tabla 1.1. A gran escala, se estimaron una reducción de costes fijos del 15 % al 20 % respecto a sistemas de corriente alterna y costes operacionales sensiblemente inferiores, estimando un ciclo de vida del sistema de 25 años [29]. Se demuestra que un sistema de corriente continua es aplicable a un amplio rango de edificios comerciales, como centros de devoluciones, de almacenamiento y de distribución, como los supermercados [30].

Otros proyectos de envergadura son la micro red de Burlington diseñada y construida por el consorcio de ARDA, cuyo proyecto esta financiado por el gobierno federal de Canadá y el gobierno de Ontario [31] o la comunidad inteligente en la ciudad verde de Chiang Mai, elaborada por el instituto asiático de desarrollo para la Comunidad Económica y Tecnológica (adiCET), en el Campus de la universidad Chiang Mai Rajabhat, Tailandia. Dicho modelo presenta paneles solares, un generador diésel y otro generador que emplea biomasa, distribuido mediante una micro red DC de 260 – 297 VDC, que se compone de 6 pequeñas casas, una oficina, una tienda, un café, un restaurante y una granja ecológica, como se muestra en la Figura 1.2. En el proyecto se altera aplicaciones para que sean capaces de operar también en corriente continua, como la iluminación, el aire acondicionado, el frigorífico, el ordenador y la televisión [11].

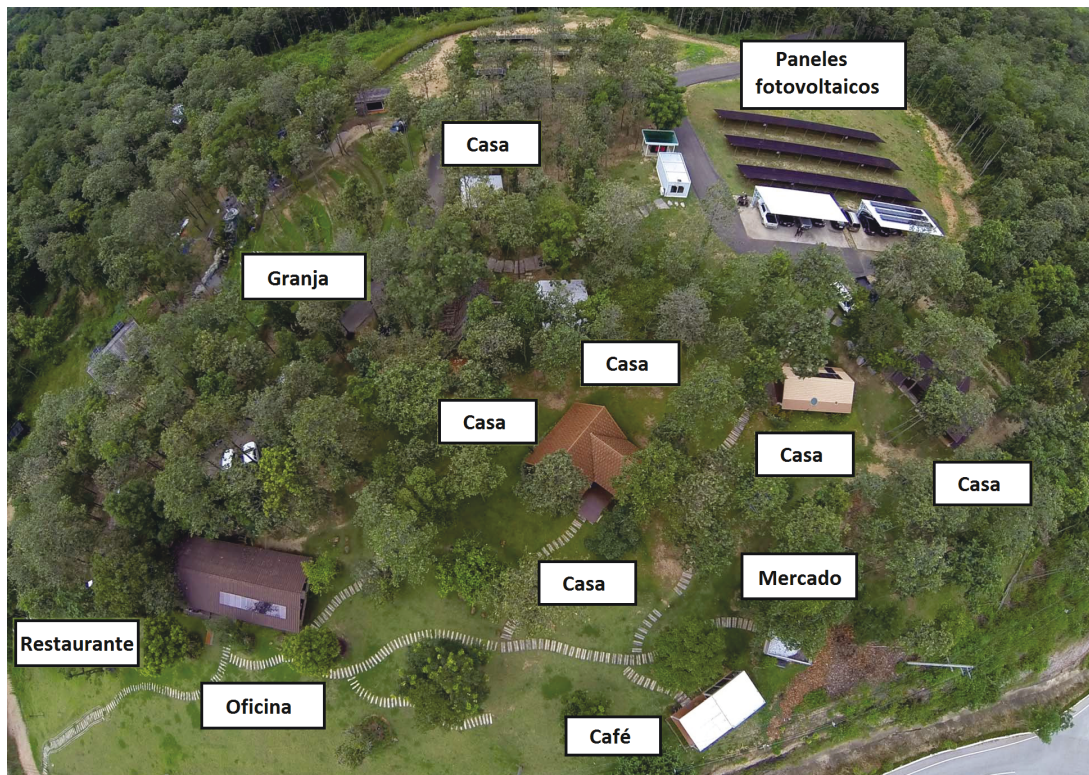


Figura 1.2 Micro red DC integrada en la comunidad inteligente en Chiang Mai [11]

Además, se establece un estudio comparativo de algunas aplicaciones operando tanto en DC como en AC, como la iluminación de LEDs, el congelador, el aire acondicionado y la televisión, demostrándose que el consumo de dichas aplicaciones modificadas es menor en continua que en alterna [11]. Se presenta la relevancia del desarrollo de aplicaciones en corriente continua y sus respectivos beneficios.

No obstante, a pesar de que las investigaciones sobre las micro redes DC adquieren una importancia creciente, su utilización presenta una serie de barreras que deben ser superadas [13]:

- Falta de estándares aprobados para sistemas de continua, particularmente en lo que respecta a los niveles de baja tensión (LVDC).
- Desarrollo de la seguridad y la protección, debido que a diferencia de los sistemas de corriente alterna, la experiencia industrial es pequeña.
- La aparición reciente de los sistemas de distribución LVDC, donde la mayoría de las cargas están concebidas para operar en sistemas de corriente alterna.
- Falta de familiaridad con los diseños reconocidos de los sistemas de distribución LVDC y sus estrategias de control.

Ante esta situación distintas organizaciones como EMerge Alliance, el proyecto europeo ENIAC R&D sobre “Componentes y redes en continua” (DCC+G) [20] [19], o Green Grid Platform at Home Alliance (GGP@H) (un grupo de universidades japonesas en colaboración con compañías privadas), se han centrado en el estudio de aspectos relevantes

de los sistemas de distribución de corriente continua (seguridad, protección y control) para desarrollar estándares [13]. Esto junto al desarrollo de proyectos viables con resultados satisfactorios como los presentados, marcan un punto de partida para facilitar su difusión y comercialización.

1.3. Objetivo del trabajo

El objetivo principal de este proyecto es presentar el modelo y el sistema de control de una micro red DC conectada a la red principal, los principales puntos de estudio son:

- Desarrollo teórico del modelo matemático de la micro red DC y sus componentes.
- Estudio de las restricciones y características de operación de los dispositivos de almacenamiento, el panel solar y los convertidores.
- Implementación y análisis del control empleado en la micro red DC.
- Análisis y justificación de la estrategia de control mediante simulaciones, empleando Matlab/Simulink.

1.4. Estructura del documento

Se presenta una breve descripción de la finalidad de los siete capítulos del proyecto:

- Capítulo 1. **Introducción**. Estudio del marco teórico de las micro redes DC, introducción del problema a tratar y el objetivo del TFM.
- Capítulo 2. **Estado del arte**. Descripción de la micro red DC de estudio, su estrategia de control y los aspectos técnicos de los principales dispositivos que la conforman.
- Capítulo 3. **Modelado y Control de la micro red DC**. Desarrollo teórico del modelo matemático del sistema representativo de la micro red DC, buscando una explicación dinámica, mediante visualizaciones.
- Capítulo 4. **Resultados de la Simulación**. Estudio del comportamiento de la micro red DC frente a distintas situaciones de conflicto y análisis de la actuación de sus principales agentes.
- Capítulo 5. **Conclusión**. Resumen de las ideas y deducciones más relevantes del proyecto, aportándose posibles mejoras a la implementación presentada y posibles avances futuros.
- Capítulo 6. **Presupuesto**. Presupuesto personal del proyecto.
- Capítulo 7. **Planificación del proyecto**. Calendario de la distintas etapas de elaboración del proyecto.

Capítulo 2

Estado del arte

En los últimos años, la disponibilidad de integrar fuentes de generación renovables, como la energía solar o dispositivos de almacenamiento, como baterías o supercondensadores, de carácter continuo, han provocado un interés creciente por las micro redes de corriente continua (DC). Los sistemas de iluminación modernos como los LEDS o los puntos de recargas de los coches eléctricos se benefician del nuevo enfoque que presentan las micro redes DC. Además, hay otras aplicaciones en distintos ámbitos tal como se resume en la sección 1.2.

El principal objetivo de una micro red es lograr la satisfacción de la demanda local y asegurar un funcionamiento idóneo e ininterrumpido, evitando incumplir los límites físicos de sus componentes o la pérdida de la estabilidad del sistema. En el punto 2.1 se expone una descripción del sistema de estudio, el principal objetivo de su implementación y la estrategia de control realizada para lograrlo. Mientras que en el apartado 2.2 se profundiza en las características de operación de los principales componentes de la micro red, su topología y las técnicas de modulación utilizadas en los convertidores.

2.1. Estudio de la micro red corriente continua

El siguiente proyecto se enfoca en la estrategia de control de una micro red de corriente continua de un edificio industrial nuevo, que persigue lograr un balance energético óptimo con un menor impacto medioambiental, mediante el empleo de fuentes de generación renovables.

La instalación presenta un consumo energético reducido y tiene como objetivo final producir tanta energía como consume, aunque en este caso de estudio, no se logre un balance energético neto nulo ("Zero Energy Building").

Además, si el marco legislativo lo permitiese, se podría lograr un coste nulo de la energía, consiguiendo que la compañía energética pagase al dueño del edificio por la energía que vuelca a la red, lo mismo que paga por la energía consumida de la red, aunque cabe precisar que no es el caso de España y tampoco es objeto de estudio en este proyecto [32].

En este marco, es imprescindible la posibilidad del intercambio de energía entre la red general y la micro red DC, dado que existirán periodos de tiempo en los que se consuma energía de la red, mientras que en otros se produce un exceso de generación, que podría ser utilizado para abastecer a los edificios colindantes.

Además si se atiende tanto a la teoría como a la práctica, se ha demostrado que las fuentes de generación renovables presentan un problema fundamental debido a su intermitencia, la cual tiene un impacto negativo en la seguridad, disponibilidad y la calidad de la energía de la red eléctrica [33]. Estas circunstancias demuestran la importancia y necesidad de una estrategia de control, para un comportamiento idóneo de los distintos componentes de la micro red en las diferentes situaciones de estudio.

2.1.1. Descripción del sistema de estudio

El ejemplo elegido para el análisis de este proyecto es el presentado en la referencia [34], utilizando en este caso una micro red DC semejante a la mostrada en la referencia [33]. La cual se compone de un convertidor AC/DC para conectarse a la red general, un panel fotovoltaico, dispositivos de almacenamiento y una carga representativa en corriente continua, como se muestra la Figura 2.1 y se resumen en el Apéndice A.

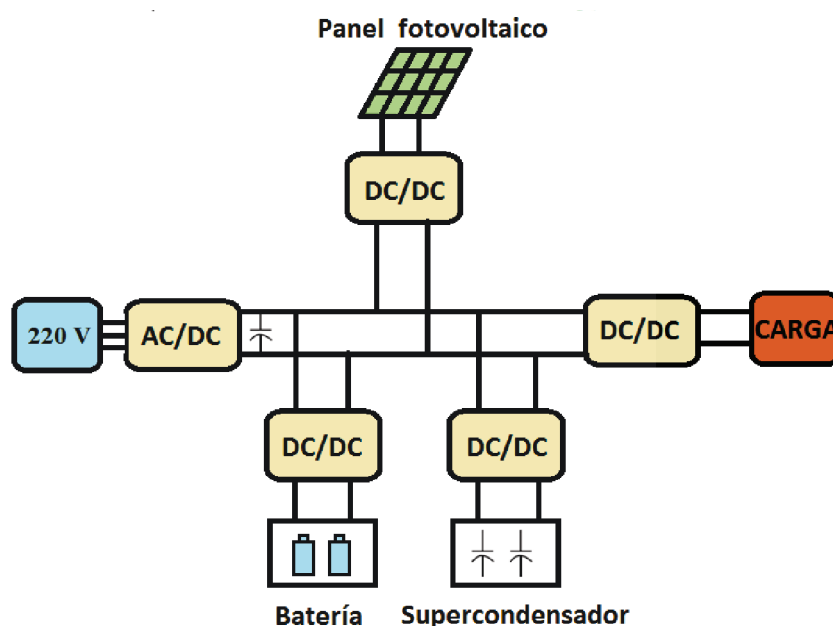


Figura 2.1 Representación del caso de estudio [35]

La carga modelada representa el consumo general de un edificio, incluyendo climatización, comunicación, ventilación e iluminación. Se ha considerado que dicha carga está conectada directamente a la micro red DC, sin ahondar en los dispositivos del mercado que se emplearían para dichas funciones. El caso presentado se trata de una nave industrial situada en Paiporta (Valencia-España) de 9,9 kW de potencia contratada [34], cuya curva de demanda y generación de un día laboral en Abril queda representada en la Figura 2.2.

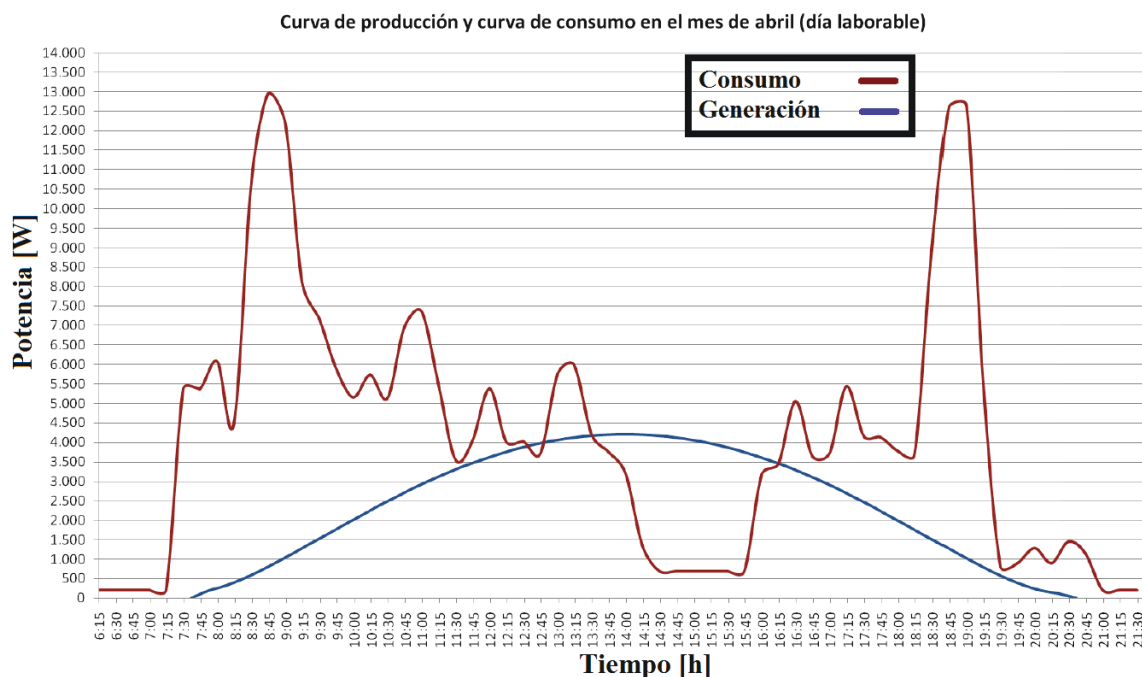


Figura 2.2 Curva generación-demanda del caso de estudio [34]

Como se observa en la Figura 2.2 se trata de una instalación de menos de 10 kW de potencia media, lo que presenta ventajas económicas de cara a las instalaciones de autoconsumo, dado que la legislación actual (Real Decreto 900/2015) [34] [36] exige el pago de un peaje por la potencia autoconsumida, exceptuando las instalaciones de hasta 10 kW de potencia fotovoltaica instalada. Debe considerarse que la generación fotovoltaica no puede superar la potencia contratada y no hay remuneración económica en caso de verter energía a la red, por lo que se cumpliría dicha premisa.

En panel fotovoltaico se modelará como una fuente de generación que varía su potencia suministrada en función de la cantidad y el ángulo de la irradiación solar, mientras que la batería se carga y descarga en función de las características de operación del resto de componentes. Por último, el supercondensador se utiliza para lograr suavizar la respuesta de la batería ante cambios severos de la generación y demanda, alargando de este modo la duración de su ciclo de vida [33].

El principal objetivo de este proyecto, es ofrecer una estrategia de control para la integración de la micro red DC a la red general, que queda validada mediante las simulaciones realizadas en el programa Matlab/Simulink. Las metas principales que se persiguen son:

- Control de la tensión DC de la micro red de corriente continua.
- Control del flujo de energía.
- Control de la tensión AC del punto de acople a la red (PCC).

Cabe destacar que el convertidor AC/DC que se utilizaría para conectarse a la red general presentaría ventajas para el operador, este hecho podría favorecer un tipo de colaboración

económica entre operador y consumidor. Como se demostrará en simulaciones posteriores, este convertidor operaría como un compensador de reactiva, reduciendo la potencia reactiva indeseada para aumentar la capacidad de transferencia y disminuir las pérdidas en las redes de distribución.

2.1.2. Características de operación

La estrategia de control de la micro red es uno de los principales campos de investigación [37] [38], existiendo una serie de posibles soluciones [39] [40]. La opción propuesta en este proyecto busca en primera instancia atender a la demanda de manera ininterrumpida. Otros objetivos serían reducir los picos de consumo de la red y evitar la inyección de energía a la red principal, puesto que no supone ningún beneficio económico.

Mantener en su valor nominal la tensión del nudo de continua conlleva establecer una actuación coordinada de los dispositivos involucrado en la micro red, cumpliéndose en cualquier instante la siguiente expresión [6]:

$$P_{GEN} + P_{RED} + P_{BAT} - P_{CARGA} = -V_{DC} I_{DC} = -V_{DC} (C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt}) \quad (2.1)$$

Donde:

- P_{GEN} : Potencia generada por la fuente de energía, en este caso la solar [W].
- P_{RED} : Potencia generada o consumida por la red [W].
- P_{BAT} : Potencia generada o consumida por los dispositivos de almacenamiento [W].
- P_{CARGA} : Potencia consumida por la carga [W].

Por otro lado, el convertidor AC/DC que conecta la micro red DC a la red general de alterna, podría situarse en un punto estratégico (PCC) desde el punto de vista del operador, para lograr un aumento de la capacidad de transferencia y disminuir las pérdidas, actuando como compensador y posibilitando:

- Corregir el factor de potencia.
- Presentar un valor constante de la tensión AC en sus terminales.

En este proyecto se persigue el objetivo de mantener constante la tensión nominal del PCC, para lo que se requiere la compensación de reactiva del convertidor. Dicha potencia depende de la caída de la tensión en la impedancia interna (ΔV) como se observa en (2.2).

$$\Delta V = (R_s + jX_s) \frac{P}{V} \quad (2.2)$$

$$|V_k|^2 = \left| V + \frac{R_s P + X_s Q_s}{V} \right|^2 + \left| \frac{X_s P - R_s Q_s}{V} \right|^2 \quad (2.3)$$

La expresión (2.3) demuestra, en forma general, que mediante el control de la potencia reactiva del compensador, se eliminan las variaciones de tensión originadas por la potencia reactiva de cargas inductivas conectadas a la red. El intercambio de energía entre el convertidor y la red (PCC), queda definido por las siguientes variables [41]:

- El ángulo de carga del convertidor AC/DC.
- La variación entre la magnitud de la tensión del punto conexión a la red y la tensión fundamental de salida del convertidor.

La coordinación del suministro de las fuentes de generación para abastecer las cargas, atiende a una serie de objetivos o criterios [1]:

- **Seguridad.** Es primordial asegurar la estabilidad de la micro red y la seguridad de los equipos e instalaciones de esta, como los condensadores, los convertidores, las líneas de transmisión y los dispositivos de almacenamiento, evitando posibles daños.
- **Disponibilidad.** Se debe garantizar una actuación correcta y prolongada en el tiempo de las fuentes de generación renovables, maximizando la producción de energía, además de establecer un control del estado de carga de los dispositivos de almacenamiento.
- **Optimización.** Un criterio menos prioritario que los expuestos, pero que dentro de lo posible debe ser atendido, es lograr respuestas rápidas, eficientes y suaves ante distintas situaciones de operación. Un ejemplo sería suavizar la generación ante cambios drásticos de la demanda mediante el empleo de dispositivos de almacenamiento.

Cabe destacar que en determinadas circunstancias puede darse un conflicto entre los distintos criterios, y debe establecerse cuál es el prioritario. Atendiendo a dichas premisas se define el comportamiento de los principales terminales en la micro red DC, como las fuentes de alimentación y los dispositivos de almacenamiento.

Los condensadores y los convertidores son utilizados para lograr mantener constante la tensión de continua. Considerando la estabilidad del sistema, los terminales pueden clasificarse en dos grupos, nudos de generación y consumo o nudos de referencia [1]:

- Los nudos de generación (PV) y consumo (PQ), absorben o generan energía actuando en solitario, comportándose como terminales “egoístas”.
- Los nudos de referencia equilibran el flujo de energía de la micro red DC. Es imprescindible para asegurar la estabilidad que en cualquier momento exista un nudo de referencia.

La estrategia de control empleada se divide en tres niveles de operación [40]:

- **Nivel 1.** La micro red DC no requiere energía de la red general. El nudo de referencia es la batería, que se encarga de regular el nivel de tensión de continua, equilibrando la diferencia de energía entre lo que suministra el panel fotovoltaico y lo que demanda los consumidores. Se emplea el supercondensador para acompañar la actuación de la batería y suavizar la respuesta ante cambios drásticos de energía. En este caso,

el convertidor AC/DC se podría utilizar como compensador de reactiva, mejorando la calidad de energía de la red general.

- **Nivel 2.** Los dispositivos de almacenamiento no pueden mantener la tensión de continua, se situarían fuera de los límites establecidos actuando como terminales de carga o generación. El estado de carga (SOC) se delimita entre el 25 % y el 85 %, que convencionalmente se emplean en las baterías de los coches eléctricos, para prolongar su ciclo de vida y retrasar su pérdida de capacidad [42]. La micro red se conecta a la red general, donde el convertidor AC/DC es el nuevo nudo de referencia. El objetivo principal es que la red mantenga la tensión de continua de la micro red en un valor constante mediante el intercambio de potencia activa y por otro lado, favorezca dentro de lo posible que la tensión del nudo de acople del convertidor (PCC) se mantenga en su valor nominal, mediante la inyección de energía reactiva.
- **Nivel 3.** Es una situación de excepcionalidad, en la que no se puede cumplir la estrategia general, que se muestra en la Figura 2.3. En este nivel, ni los dispositivos de almacenamiento ni el convertidor AC/DC pueden mantener la tensión de continua en los valores estipulados, y se produce una de las siguientes situaciones:
 - La carga es superior a la generación. Se produce un deslastre o desconexión parcial y se permite a las baterías entregar toda su energía, para alimentar a la carga considerada crítica.
 - La generación sobrepasa la demanda, por lo que se regula la propia fuente de suministro utilizando algoritmos de control.

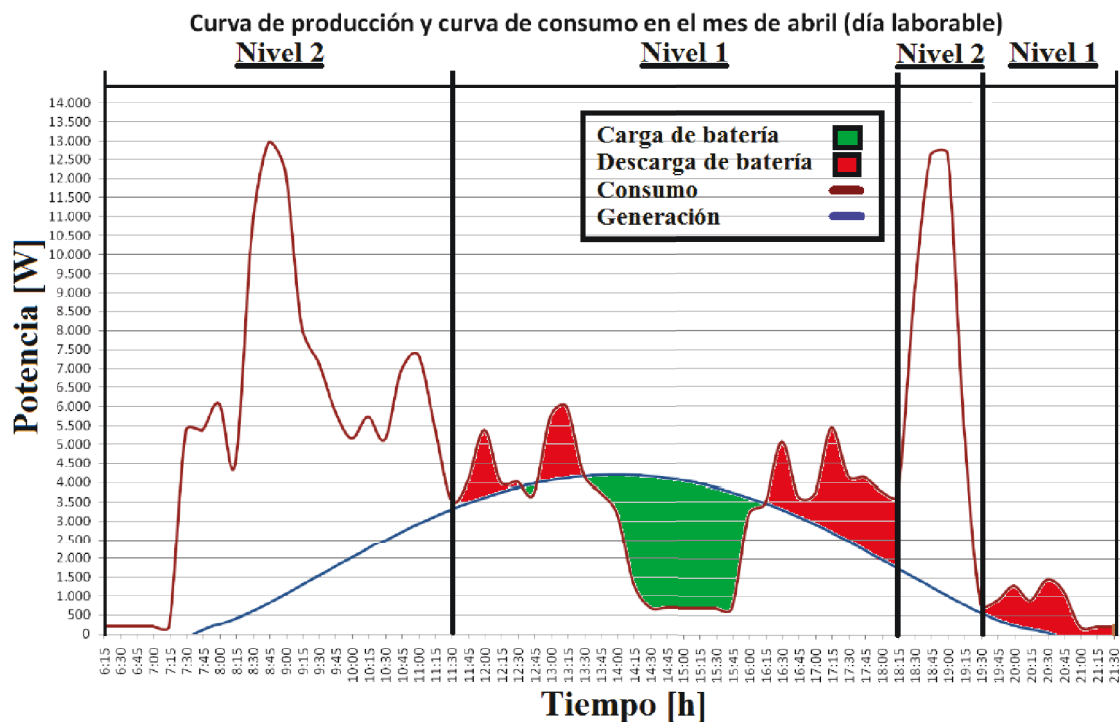


Figura 2.3 Descripción de la estrategia general en el caso de estudio

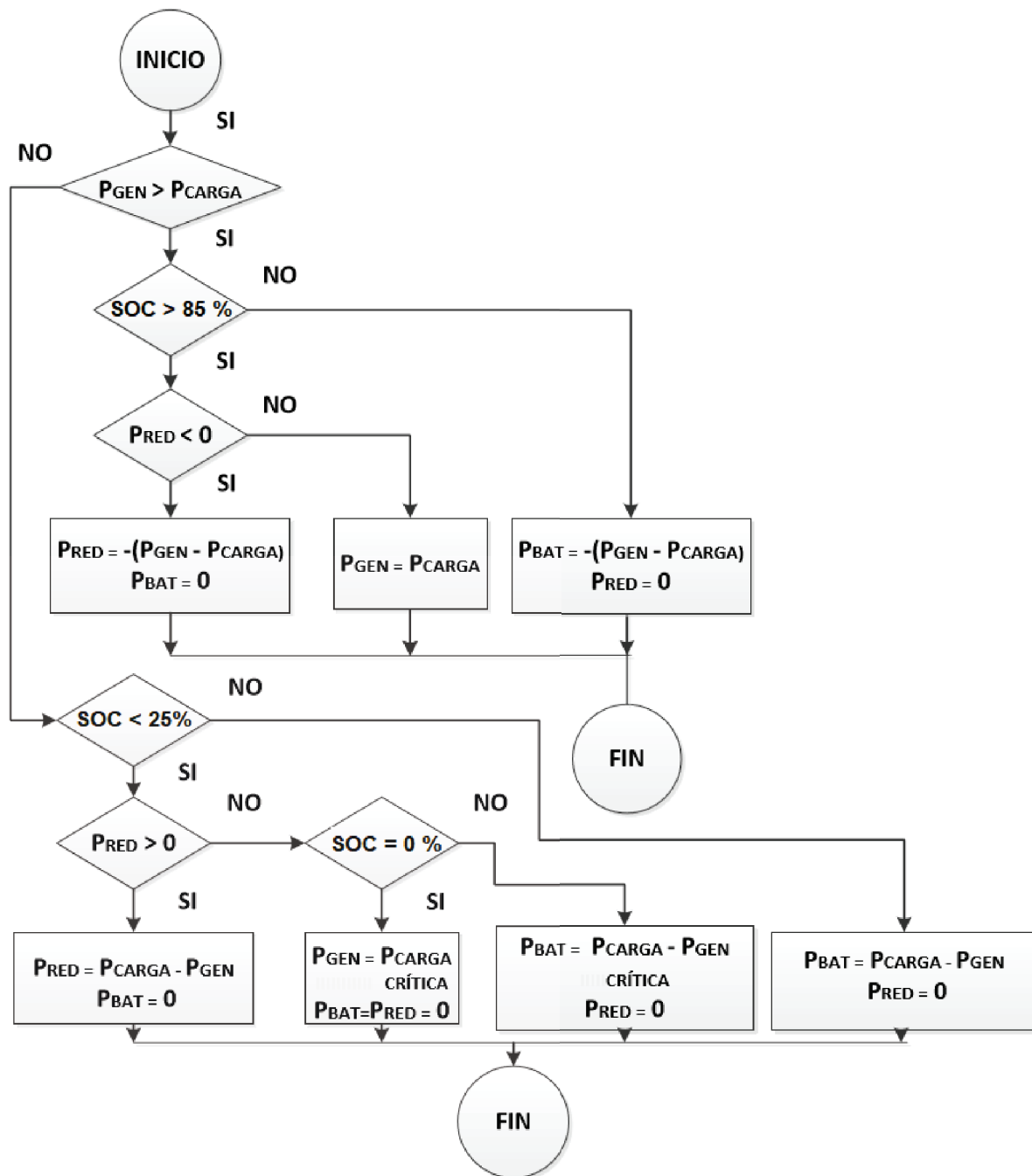


Figura 2.4 Diagrama de flujo

Sin entrar en el estudio de una falta en la línea del bus de continua, la estrategia propuesta considera posibles faltas en las fuentes de generación o los convertidores utilizados para su conexión [43] (ver la Figura 2.4) [44][45]:

1. **Caso crítico A.** El panel fotovoltaico o su convertidor sufre una falta y su producción es nula, por lo tanto dicha energía debe ser suministrado por el dispositivo de almacenamiento siempre que se encuentre por encima del 25 % o por la propia red, sin afectar a las estrategias generales.

2. **Caso crítico B.** Se produce un error en el dispositivo de almacenamiento que opera como nudo de referencia o en su convertidor, lo que provoca que se pase del modo de operación I al II, donde la red opera como regulador de la tensión de continua. El panel fotovoltaico opera siempre en un modo MPPT, punto de operación en el que se logra la máxima producción de energía.
3. **Caso crítico C.** Se produce un apagón en la red general o una falta en el convertidor AC/DC, la micro red solo puede operar en modo aislado. Si la generación supera la demanda, la batería almacena energía si su estado de carga es inferior al 85 % para mantener la tensión en continua constante y si se encuentra totalmente cargada, se regula la generación del panel fotovoltaico y la batería se mantiene inactiva. Por otro lado, si la carga es superior a la generación del panel fotovoltaico, las exigencias de esta deben ser subsanadas por el dispositivo de almacenamiento mientras su SOC este por encima del 25 %, en caso de que sea inferior pero supere el 0 % se atiende exclusivamente a la demanda considerada crítica, mediante un deslastre de la carga no tan relevante.

Aunque no se han considerado en este proyecto los términos económicos, un factor relevante es el precio de la energía, siendo favorable conectarse a la red en horario nocturno para abastecer la demanda y cargar la batería y emplear dicha energía en horario de picos de demanda, donde el precio energético es superior. Por dicho motivo en la literatura se defiende el desarrollo de algoritmos que buscan [46]:

- Minimizar la energía importada en horas donde el precio energético es elevado, buscando la exportación.
- Maximizar la energía importada en horas donde el precio energético es reducido.

2.2. Descripción de los componentes principales

El estudio del control de la micro red requiere la definición de las características técnicas de funcionamiento y operación de sus principales agentes, como los convertidores, las fuentes de generación y los dispositivos de almacenamiento.

Otros aspectos relevantes como la técnica de modulación empleada y las limitaciones físicas inherentes de sus propios componentes, son objetos de estudio en este apartado, indicando las elecciones empleadas en este proyecto.

2.2.1. Convertidor trifásico

Un convertidor trifásico es un dispositivo empleado para lograr la conversión de una señal de alterna a continua, actuando como rectificador y el proceso inverso, operando como inversor. Lo que determina que opere como inversor o rectificador es su tensión de salida (V_{vR}) y la tensión del punto de acople común a la red (PCC) (V_k) [50]:

- Si su tensión (V_{vR}) es superior a la del PCC (V_k), opera como inversor, inyectando energía al sistema de alterna mediante una onda sinusoidal.
- Si su tensión (V_{vR}) es inferior a la del PCC (V_k), opera como rectificador, proporcionando energía al lado de continua mediante una señal constante.

El objetivo es definir las propiedades de la señal de salida del convertidor, tales como su amplitud y su frecuencia, para lograr la actuación deseada. Para alcanzar dicho objetivo se emplean diversas técnicas de modulación que determinan la secuencia de encendido y apagado de los interruptores del convertidor.

En este proyecto se ha elegido el convertidor de dos niveles trifásico de puente completo o VSC trifásico de seis pasos convencional, conformado por seis interruptores ($G_1 - G_6$) y seis diodos antiparalelos ($D_1 - D_6$), tal como se representa en la Figura 2.5.

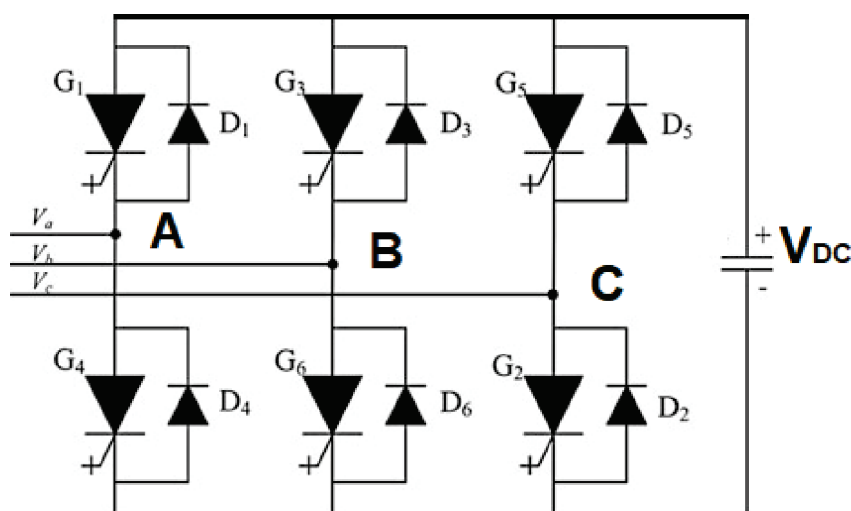


Figura 2.5 Convertidor trifásico [50]

El convertidor se conectaría a la red en los puntos A, B y C, correspondientes a las tres fases del sistema trifásico. Cabe destacar que se podría habilitar un neutro ficticio (O) como punto medio, pero en la mayoría de casos no se emplea [41].

La técnica de modulación podría determinar hasta ocho combinaciones distintas, dos se corresponden al cierre o apertura de todos los interruptores, que solo se usan para situaciones de protección.

Cabe destacar, que existe configuraciones más complejas y robustas como los convertidores multinivel, que al presentar un mayor número de niveles en el lado de continua logran una conversión más eficaz y una onda sinusoidal de salida mas fidedigna [48].

Respecto a los semiconductores utilizados, en este caso se opta por los IGBTs, esta elección queda determinada atendiendo al nivel de potencia y frecuencia de conmutación en el que se opera, en este caso a una frecuencia de 4.5 kHz y en torno a una potencia de 10 kW.

Si se observa la Figura 2.6 [41], se puede comprobar que sería la elección adecuada para el caso de estudio del presente proyecto.

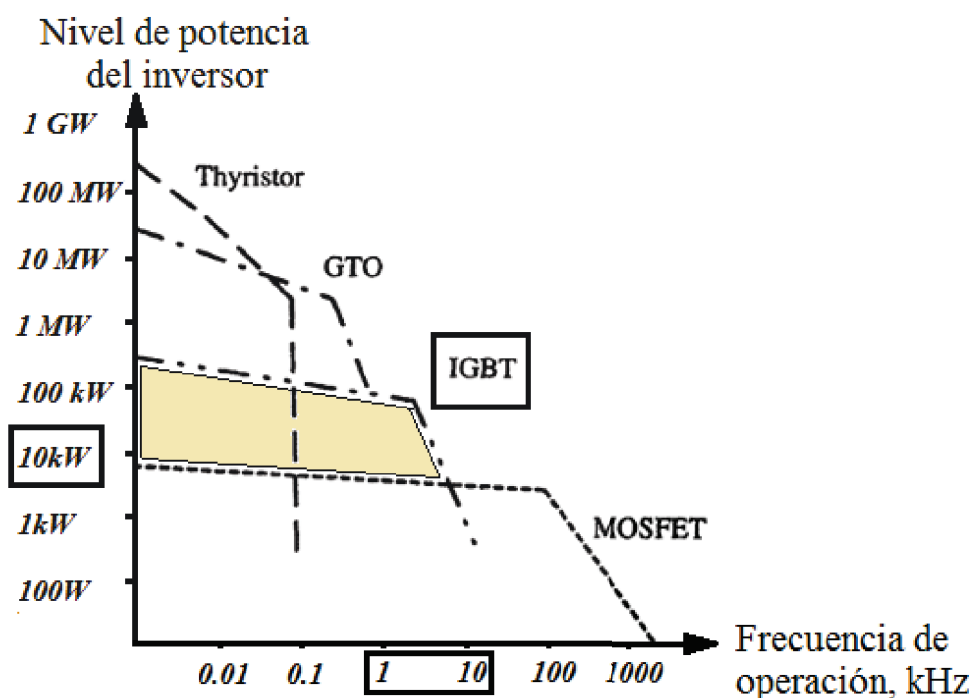


Figura 2.6 Clase de semiconductor totalmente controlado idóneo, en función del nivel de potencia y frecuencia del convertidor [41]

La técnica de modulación determina la operación y funcionamiento del convertidor AC/DC, pero su capacidad de transferir potencia queda definida por su dimensionamiento, el cual queda determinado por tres aspectos clave [49]:

- La tensión de la etapa de continua y el condensador empleado. La máxima potencia que puede proporcionar el convertidor será directamente proporcional a dicha propiedad. En función de la potencia activa o reactiva que se desee suministrar, se determina el condensador de la etapa de continua.
- La reactancia equivalente del filtro utilizado para atenuar los armónicos en la conexión a la red. La máxima potencia que puede proporcionar el convertidor será inversamente proporcional a dicha propiedad. Un aspecto relevante es lograr minimizar las dimensiones de dicho filtro.
- Las limitaciones físicas de los componentes que conforman el convertidor, desde el punto de vista de la máxima tensión e intensidad que pueden soportar, para evitar un rápido deterioro o incluso la rotura.

Las principales limitaciones físicas que determinan la región de funcionamiento del convertidor serían [49]:

- En el caso de la intensidad, los elementos que se emplean en la conexión a la red no son estudiados, porque la condición más restrictiva o limitante, se trata de la intensidad soportada por los semiconductores.
- En lo que respecta a la tensión, los semiconductores como los IGBTs pueden llegar a soportar mas de 3.3 kV, debido a esta elevada tolerancia no son el objeto de estudio. El limitante sería la tensión del convertidor AC/DC en el lado de alterna (V_{vR}), por la sobremodulación, que será analizada posteriormente. Este fenómeno indeseado depende tanto del índice de modulación de la amplitud (m_a) como de la tensión de la etapa de continua (V_{DC}). Cabe destacar que la técnica de modulación empleada es relevante en lo que respecta a esta condición restrictiva.

Una vez definido los límites más restrictivos del convertidor se procede al análisis de la región de funcionamiento P-Q del convertidor trifásico utilizado. Partiendo del circuito equivalente simplificado de dicho convertidor mostrado en la Figura 2.7, cuya nomenclatura se corresponde a:

- V_{vR} : Valor eficaz de la tensión de fase de la salida del convertidor AC/DC.
- V_k : Valor eficaz de la tensión del PCC.
- δ_{vR} : Ángulo de fase de la tensión de salida del convertidor.
- θ_k : Ángulo de fase de la tensión del PCC.
- I_k : Valor eficaz de la intensidad de salida del convertidor.
- Y_k : Ángulo de fase de la intensidad de salida del convertidor.
- X_f : Reactancia de los elementos empleados en la conexión entre la red y el convertidor, tales como el filtro.
- R_f : Resistencia inherentes de los elementos empleados en la conexión entre la red y el convertidor, tales como el filtro.

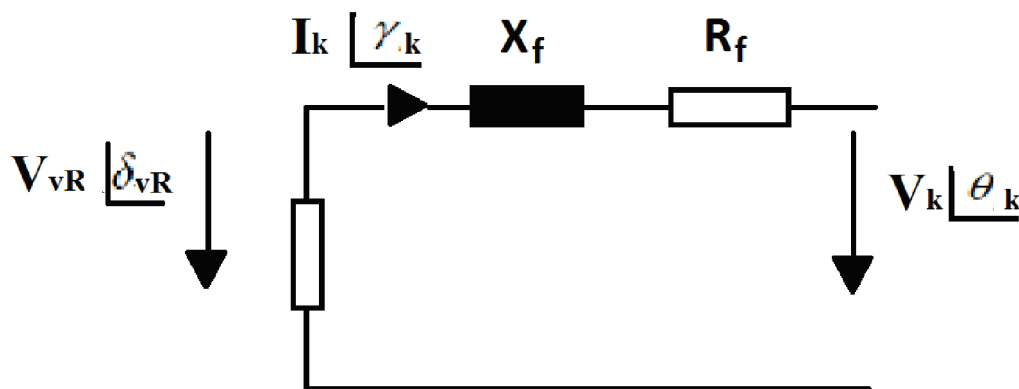


Figura 2.7 Circuito equivalente monofásico para la tensión de salida del inversor [49]

La expresión de la potencia reactiva y activa queda definida en (2.4), se desprecia la resistencia (R_f) porque en redes de transmisión la reactancia (X_f) suele presentar dimensiones muy superiores [50] [49].

$$P^2 + (Q + \frac{3 \cdot V_k^2}{X_f})^2 = (\frac{3 \cdot V_k \cdot V_{vR_{max}}}{X_f})^2 \quad (2.4)$$

Mientras que en la expresión (2.5) queda definido la relación entre la máxima potencia aparente y la magnitud de la máxima intensidad permitida [49].

$$P^2 + Q^2 = (3 \cdot V_k \cdot I_{max})^2 \quad (2.5)$$

De la intersección entre los círculos que representan ambos límites físicos se extrae el marco de actuación u operación normal del convertidor AC/DC, que queda representado en la Figura 2.8. En dicha imagen se muestra la relación que existe entre las tensiones del sistema definidas anteriormente y las potencias que puede suministrar o absorber el convertidor [50]. Algunos puntos a remarcar de dicha visualización son:

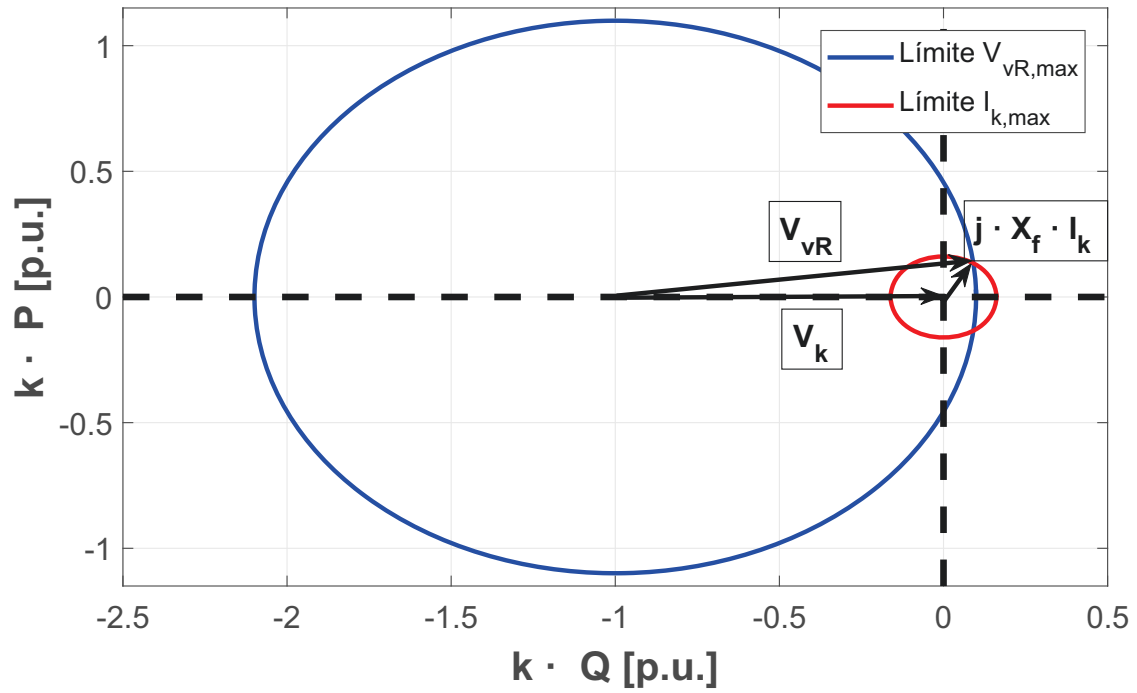
- La proyección del eje directo se corresponde a la potencia reactiva y el eje de cuadratura, representa la potencia activa.
- Como se demuestra en la Figura 2.8 (a), la potencia está directamente relacionada con el módulo de la caída de tensión que se produce en la reactancia ($X_f \cdot I_k$). Para lograr el diagrama fasorial representado, se utiliza la siguiente constante :

$$k = \frac{X_f}{3 \cdot V_k}$$

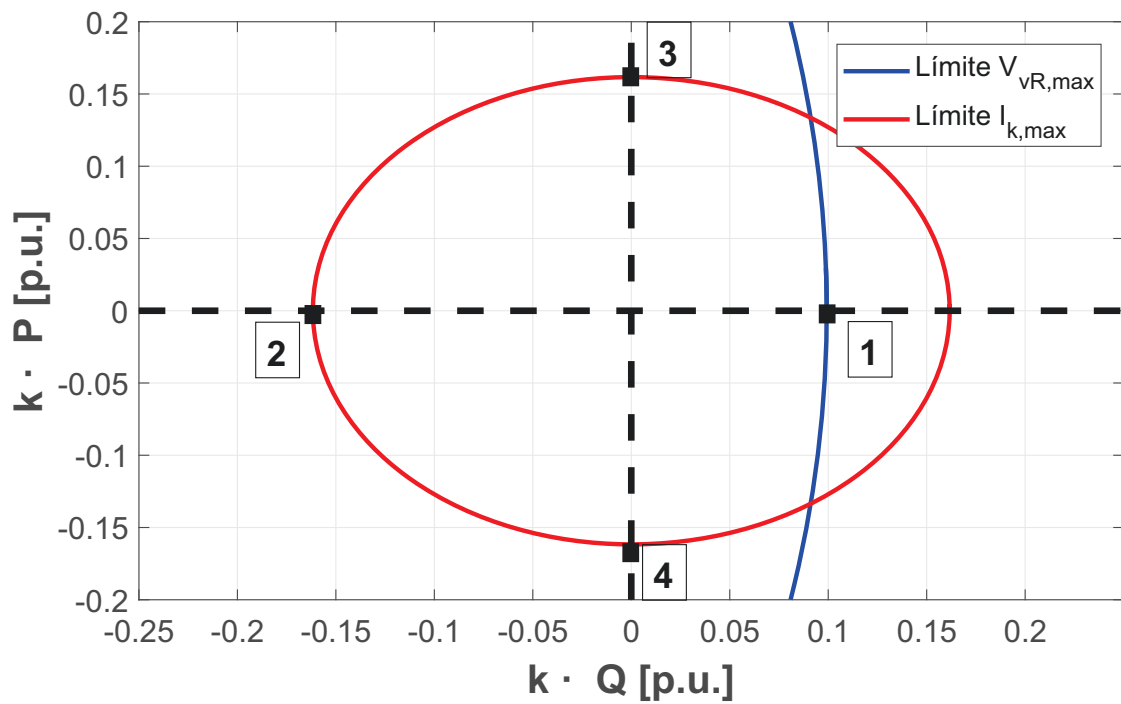
Por otro lado, en dicha imagen se remarca los dos casos de operación más relevantes del convertidor AC/DC:

1. La micro red DC opera en modo aislado, por lo que el convertidor AC/DC actúa como un compensador de reactiva, suministrando (ver Figura 2.8 (b), punto 1) o recibiendo (ver Figura 2.8 (b), punto 2) energía reactiva. Desde el punto de vista del operador del sistema conlleva el beneficio de mejorar la calidad de la energía.
2. La red debe proporcionar a la micro red DC hasta 12 kW (ver Figura 2.8, punto 4) o en su defecto, debe recibir la energía de la propia micro red DC (ver Figura 2.8, punto 3).

Cabe destacar que se ha tomado de referencia el siguiente convertidor real [51], cuyas características se resumen en el Apéndice A y los resultados se expresan en magnitudes por unidad.



(a) Representación del diagrama fasorial.



(b) Región de operación definida por la combinación de ambos límites.

Figura 2.8 Región de operación del convertidor AC/DC

2.2.2. Convertidor Boost (Elevador)

Los convertidores DC/DC o Choppers se emplean para la conexión de fuentes y cargas en continua, que se encuentran a diferentes niveles de tensión y por lo tanto, no son compatibles [52]. Para alcanzar dicho objetivo se establece el control de elementos pasivos que almacenan energía, como condensadores y bobinas, logrando variar el nivel de tensión de continua mediante su carga y descarga. Las variables de estado que se controlan son la tensión de los condensadores y la corriente de los inductores [53].

La alimentación en corriente continua, normalmente no está estabilizada, como en las energías renovables intermitentes o los dispositivos de almacenamiento que varían su tensión en función del estado de carga (SOC), el objetivo final del convertidor será obtener a la salida una tensión de continua estabilizada, con unas características determinadas, menor, mayor o igual que la de entrada.

Las múltiples topologías o configuraciones de estos convertidores, se pueden clasificar en función de su aplicación o del número de cuadrantes en los que operan. Este proyecto se enfoca en dos de las tres denominadas configuraciones básicas [53], Convertidor Buck (reductor), Convertidor Boost (elevador) y Convertidor Buck-Boost (elevador-reductor).

El convertidor Boost o elevador (Step-up) mantiene constante una tensión de continua superior a la entrada, ante variaciones en la propia alimentación o fluctuaciones de la demanda. En la Figura 2.9 se presenta el modelo empleado en este proyecto, una de las principales ventajas es su simplicidad, ya que solo se necesita una bobina, un interruptor, un condensador y un diodo.

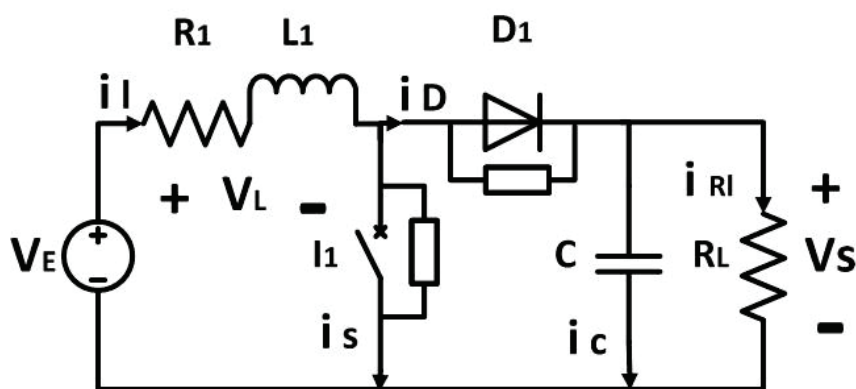


Figura 2.9 Esquema del Convertidor Boost

Como en el caso del convertidor AC/DC, el convertidor Boost presenta un semiconductor controlado, determinando su encendido y apagado (Transistores BJT, MOSFET, IGBT) y otro no controlado (diodo) [54]. El convertidor presentará dos modos de operación en función del estado del interruptor, como se muestra en la Figura 2.10:

- Cuando el interruptor está cerrado, la bobina almacena la energía de la fuente, mientras que el condensador alimenta la carga (ver Figura 2.10 (a)).

- Cuando el interruptor está abierto, la intensidad atraviesa el diodo (que solo permita una dirección de conducción) y circula por el condensador hasta que se alcanza su carga completa (ver Figura 2.10 (b)). De este modo la tensión que se produce la bobina se suma a la de la fuente y se obtiene en la salida una tensión superior a la entrada, con idéntica polaridad. Al mismo tiempo la carga es alimentada.

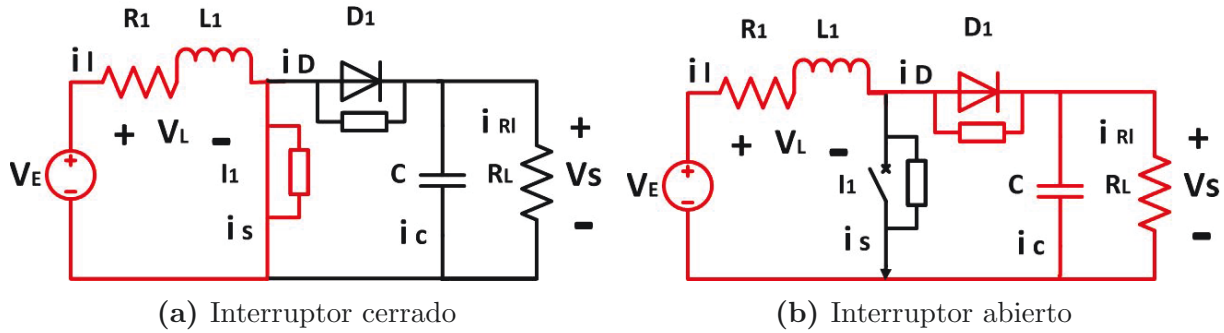


Figura 2.10 Etapas de operación de un Convertidor Boost [54]

Se ha establecido las características de convertidor Boost resumidas en el Apéndice A, tomando de referencia un ejemplo real [55]. En función de la intensidad que fluye por la carga, los convertidores Boost pueden presentar dos modos de operación [53][52]:

- Modo de conducción continua (MCC). La intensidad fluctúa entre un valor máximo y mínimo, sin llegar a ser nulo, como se representa en la Figura 2.11.

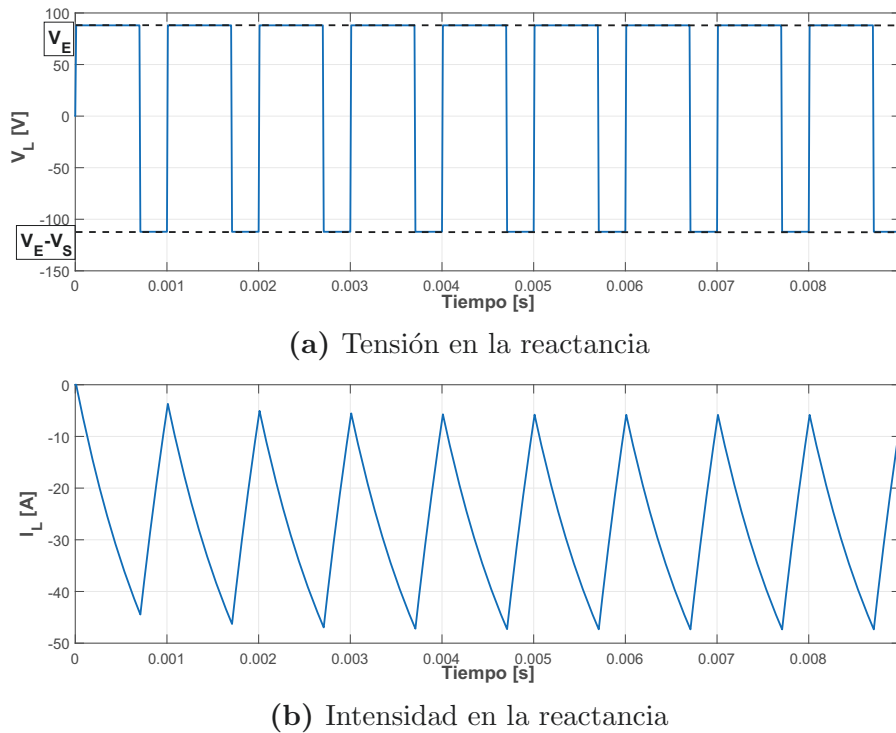
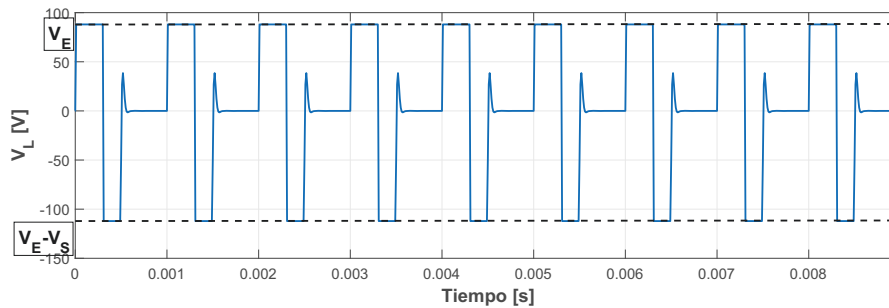
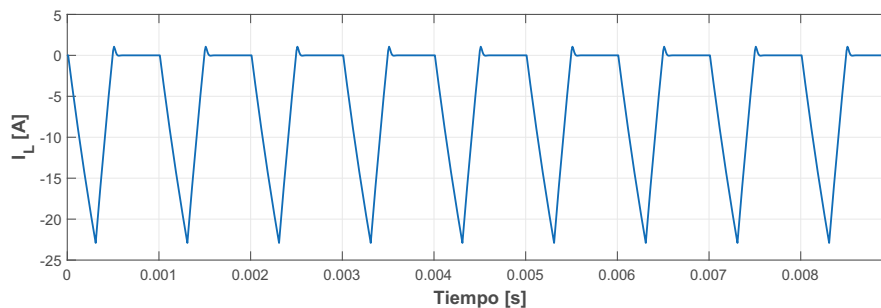


Figura 2.11 Convertidor en modo de conducción continuo (MCC)

- Modo de conducción discontinua (MCD). El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que la bobina cede energía, por lo que se anula la intensidad que fluye por la carga, como se muestra en la Figura 2.12.



(a) Tensión en la reactancia



(b) Intensidad en la reactancia

Figura 2.12 Convertidor en modo de conducción discontinuo (MCD)

2.2.3. Convertidor Buck-Boost (reductor-elevador)

El convertidor Buck-Boost (reductor-elevador) es un dispositivo electrónico capaz de suministrar una tensión de salida menor o mayor que la de entrada, con una polaridad de la tensión de salida opuesta a la de entrada, posibilitando la transferencia de energía en ambos sentidos dependiendo de hacia donde fluya la intensidad [53].

En el caso de este proyecto se emplea este convertidor para la operación de carga y descarga de los dispositivos de almacenamiento, como la batería o el supercondensador, los cuales utilizan un convertidor DC/DC propio, elegido en función de las características técnicas que presentan.

El modelo más intuitivo surge de la conexión en cascada de dos convertidores básicos, reductor (Buck) y elevador (Boost), representado en la Figura 2.13. Este modelo se elige debido a su sencillez de programación e implementación, a pesar de que existe otro tipo de topologías válidas [56].

El dispositivo se conforma de dos semiconductores controlados (Transistores BJT, MOSFET o IGBT), permitiendo decidir su encendido y apagado mediante una señal pulsante determinada por el control y un conjunto de dos diodos (D1 y D2). Además, dispone de una bobina que se utiliza como filtro del rizado que se produce en la corriente.

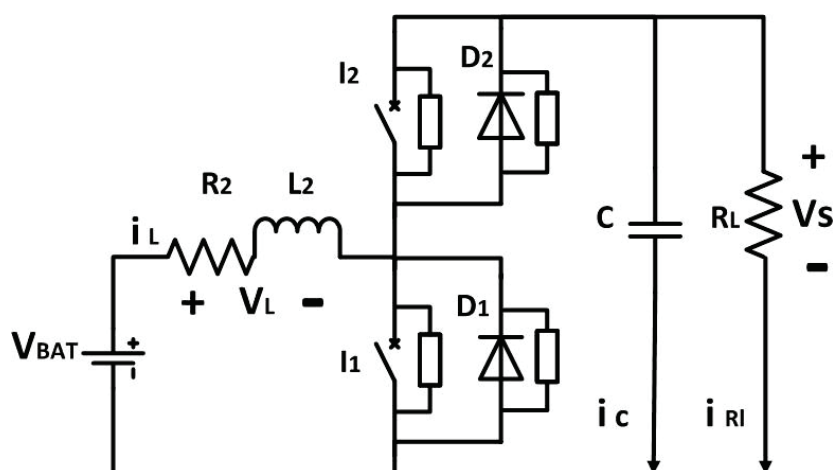


Figura 2.13 Esquema del Convertidor Buck-Boost

En el caso de que el convertidor opere como elevador (Boost), el semiconductor 1 estará abierto, mientras que el semiconductor 2 permanece cerrado, de este modo la intensidad suministrada por el dispositivo de almacenamiento (descarga) atraviesa la bobina, la cual almacena dicha energía como se observa en la Figura 2.14 (a). Cuando el convertidor opera como elevador, dicha energía se libera a la carga, como se observa en la Figura 2.14 (b), elevando la tensión de salida [56].

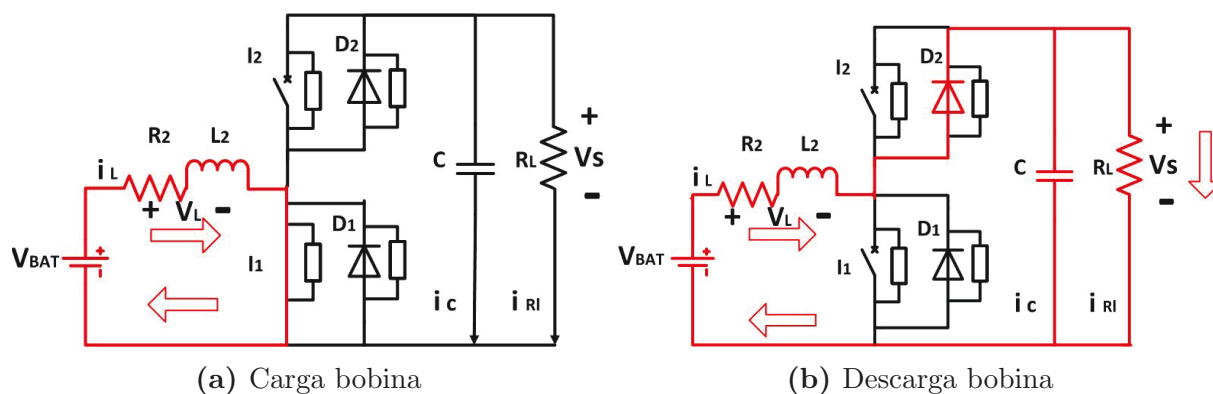


Figura 2.14 Etapas de operación del Convertidor Buck-Boost, modo elevador [56]

Cuando el convertidor actúa como reductor (Buck), el semiconductor 1 permanece cerrado y el semiconductor 2 está abierto, como se observa en la Figura 2.15 (a). La corriente circulará en este caso desde el lado de alta tensión hacia el de baja. La energía almacenada en la bobina por la corriente que le atraviesa, se libera hacia el dispositivo de almacenamiento (carga), como se muestra en la Figura 2.15 (b) [56].

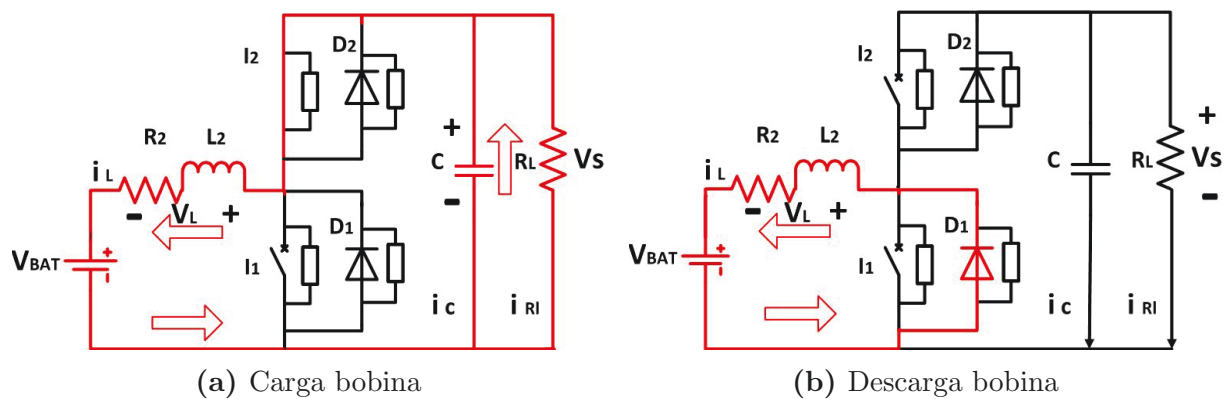


Figura 2.15 Etapas de operación del Convertidor Buck-Boost, modo reductor [56]

Para el caso de la batería se ha tomado de referencia un convertidor DC/DC bidireccional real [57] distinto al del supercondensador [58], las características implementadas de ambos se muestran en el Apéndice A. Como en el caso anterior se distingue dos modos de operación en función de si la corriente del inductor se anula durante el periodo de operación del convertidor [53]:

- Modo de conducción continua (MCC): La intensidad que fluye por la carga fluctúa entre un valor máximo y mínimo, sin llegar a anularse.
- Modo de conducción discontinua (MCD): La intensidad que fluye por la carga puede llegar a ser nula durante un intervalo de tiempo, donde la bobina ha cedido toda la energía.

2.2.4. Panel fotovoltaico

La energía solar fotovoltaica consiste en la conversión directa de la luz solar en electricidad, mediante un dispositivo electrónico denominado célula solar o celda fotovoltaica [59]. La conversión de la luz en energía eléctrica se realiza en corriente continua (DC).

Cabe destacar que la energía depende principalmente de la radiación solar (G [W/m^2]) y de la temperatura (T [K]), así que el estudio de la localización de la instalación fotovoltaica y que presente una radiación anual aceptable es crucial [59].

La tensión y la intensidad generada por una simple célula de un panel fotovoltaico es muy baja, por ello para lograr la tensión deseada se conectan las células en serie y para lograr lo propio con la intensidad, se conectan series en paralelo [60]. El circuito eléctrico que describe un panel fotovoltaico sería semejante al presentado en la Figura 2.16.

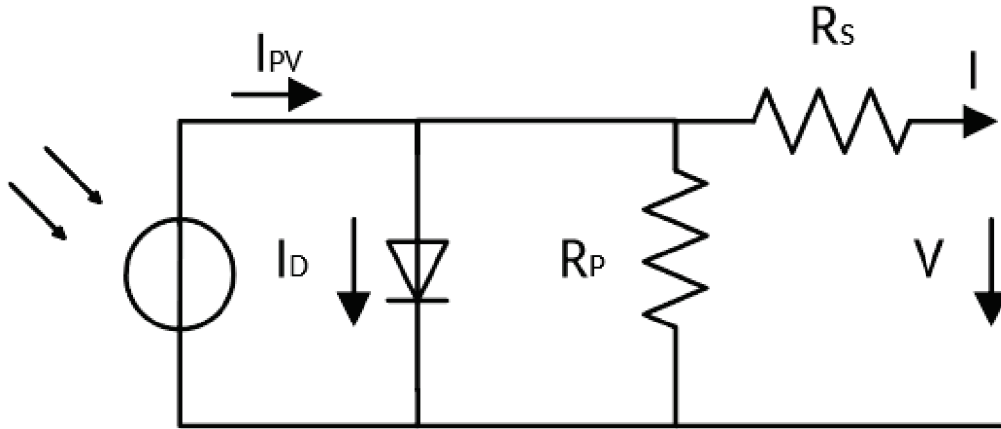


Figura 2.16 Esquema eléctrico del panel fotovoltaico

La ecuación teórica de la relación entre la tensión y la intensidad del panel solar se presenta en (2.6), la cual difiere de la empleada en este proyecto, que se muestra en la ecuación (2.7). Esto se debe a que como se analiza en la referencia [61], se debe considerar los efectos prácticos y reales de la conexión de múltiples células fotovoltaicas.

$$I = I_{PV} - I_D = I_{PV} - I_o[e^{\frac{qV}{akT}} - 1] \quad (2.6)$$

$$I = I_{PV} - I_D - \frac{V + R_s I}{R_p} = I_{PV} - I_o[e^{\frac{V + R_s I}{V_t a}} - 1] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (2.7)$$

Donde:

- R_s . Resistencia equivalente en serie que depende principalmente del contacto entre el metal base y la superficie del semiconductor [61], expresado en ohmios [Ω]. Es un parámetro no proporcionado por el fabricante.
- R_p . Resistencia equivalente en paralelo que depende principalmente de la intensidad de la unión p-n [61], expresado en ohmios [Ω]. Es un parámetro no proporcionado por el fabricante.
- a . Constante de un diodo ideal definida en 1.3 (no proporcionada por el fabricante), suele situarse entre 1-1.5 [61].
- I_D . Intensidad en un diodo atendiendo a la ecuación de Shockley, expresado en amperios [A].
- I_{PV} . Intensidad generada por la luz incidente, expresada en amperios [A], resultado de [61]:

$$I_{PV} = (I_{PV,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (2.8)$$

Donde:

- $I_{PV,n}$. Intensidad generada por la luz incidente en condiciones nominales ($25[^\circ C]$ y $1000 [W/m^2]$), expresada en [A], para obtener una respuesta óptima en el modelo se emplea la siguiente ecuación:

$$I_{PV,n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc} \quad (2.9)$$

Donde: I_{sc} . Intensidad de cortocircuito, expresado en amperios [A].

- K_I . Coeficiente de la temperatura en función de la intensidad en [A/K].
 - ΔT . Diferencia de temperatura entre el valor nominal ($25 [^\circ C]$) y el valor real (T), expresado en kelvin [K].
 - G. Radiación real, expresada en $[W/m^2]$.
 - G_n . Radiación nominal de $1000 [W/m^2]$.
- V_t . Tensión térmica, expresada en voltios [V], definida del siguiente modo [61]:

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (2.10)$$

Donde:

- N_s . Número de células conectadas en serie.
 - q. Carga de un electrón de $1,60217646 \cdot 10^{-19} [C]$.
 - k. Constante de Boltzmann de $1,3806503 \cdot 10^{-23} [J/K]$.
 - Temperatura de la unión p-n, expresada en kelvin [K].
- I_o . Intensidad de saturación, expresado en amperios [A]. Para su cálculo se emplea una expresión optimizada donde aparecen los coeficientes de temperaturas proporcionados por el fabricante (K_I y K_V), como se estudia en la referencia [61]:

$$I_o = \frac{I_{sc} + K_I \Delta T}{e^{(V_{oc} + K_V \Delta T)/a V_t} - 1} \quad (2.11)$$

Donde:

- K_V . Coeficiente de la temperatura en función de la tensión, expresado en [V/K].
- V_{oc} . Tensión de circuito abierto, expresado en voltios [V].

Cabe destacar que tanto la intensidad generada por la luz incidente (I_{PV}) como la de saturación (I_o), dependen del producto de dichos valores para el caso unitario de un panel y el número de series de paneles solares conectados en paralelo (N_p).

El objetivo será obtener la resistencia equivalente en paralelo (R_p), con un valor generalmente elevado y la resistencia en serie (R_s), con un valor reducido a pesar de que en algunos artículos se tienden a despreciar [62].

Para ello se busca los valores que satisfagan las características proporcionadas por el fabricante [63], entre las que destaca la máxima potencia que puede proporcionar el panel fotovoltaico (P_{max}) y la tensión (V_{mp}) e intensidad (I_{mp}) del panel solar en dicho punto de operación, las cuales se relacionan mediante la expresión (2.12).

$$P_{max} = V_{mp} \cdot I_{mp} \quad (2.12)$$

Donde:

- P_{max} . Potencia máxima que puede proporcionar el panel fotovoltaico, expresada en vatios [W].
- V_{mp} . Tensión del panel fotovoltaico en el punto de máximo potencia entregada, expresada en voltios [V].
- I_{mp} . Intensidad de panel fotovoltaico en el punto de máximo potencia entregada, expresada en amperios [A].

Sustituyendo la ecuación (2.7) en (2.12) y despejando se obtiene la expresión para la resistencia equivalente en paralelo (R_p):

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_o e^{q(V_{mp} + I_{mp}R_s)/(N_s a K T)} + V_{mp}I_o - P_{max}} \quad (2.13)$$

Los valores de la resistencia equivalente en serie (R_s) y de la resistencia equivalente en paralelo (R_p) son desconocidos, se obtienen mediante el proceso iterativo resumido en la Figura 2.17, el cual podría ser empleado para cualquier sistema fotovoltaico comercial.

El valor inicial de la resistencia equivalente en serie (R_s) se considera nulo y para la resistencia equivalente en paralelo (R_p), dicho valor se obtiene a partir de la expresión (2.14) [61]:

$$R_{p_{min}} = \frac{V_{mp}}{I_{sc} - I_{mp}} - \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (2.14)$$

Los resultados obtenidos de ambas resistencias y los valores proporcionados por el fabricante para el panel fotovoltaico empleado [63], se resumen en el Apéndice A.

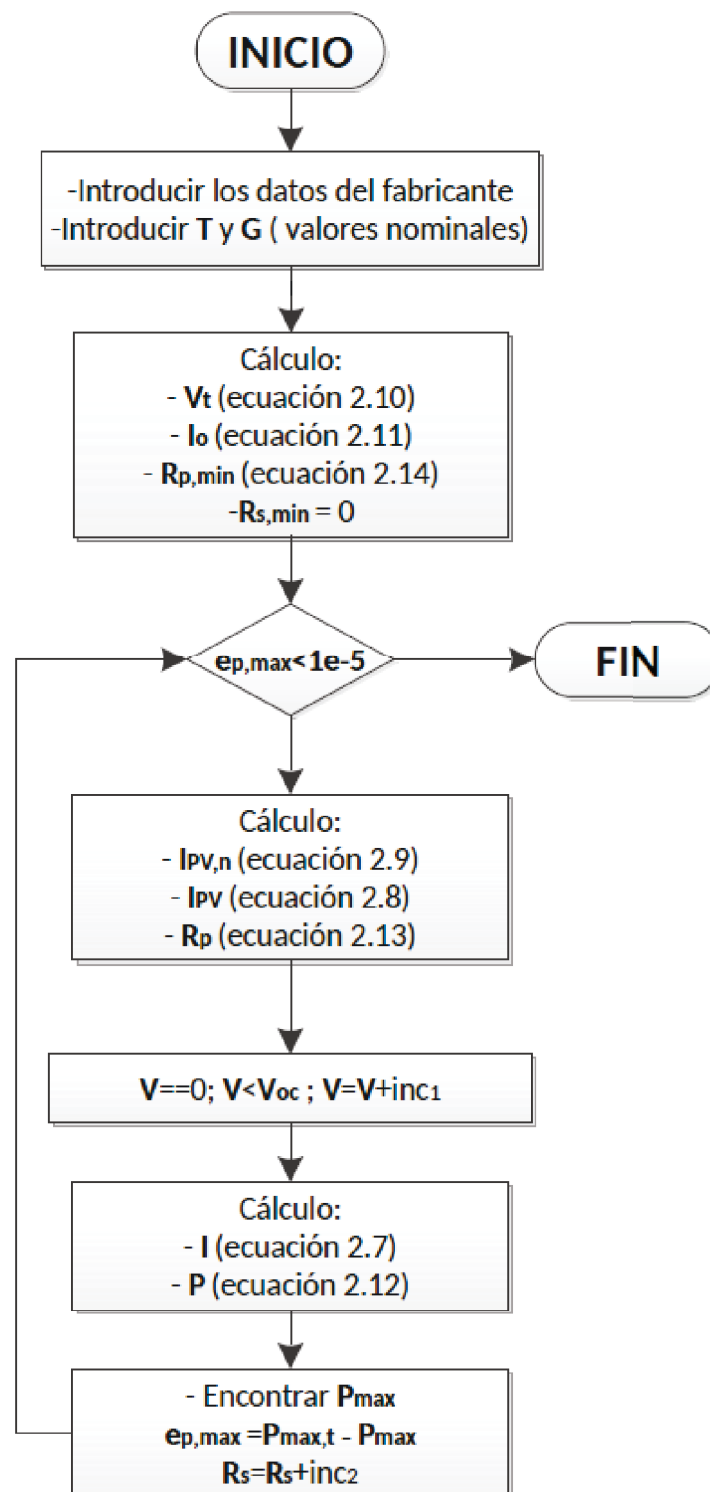


Figura 2.17 Proceso iterativo para obtener R_p y R_s [61]

A continuación se presenta las curvas características I-V, las cuales no presentan linealidad, en función de los dos factores principales, la temperatura (ver Figura 2.18) y el nivel de irradiancia (ver Figura 2.19), para los valores presentados en el Apéndice A.

Como se observa en las imágenes, un aumento de la temperatura reduce la tensión de

circuito abierto (V_{oc}) y la tensión del panel fotovoltaico en el punto de máxima potencia entregada (V_{mp}), mientras que reducir la irradiancia supone un descenso de la intensidad, provocando el efecto indeseado de producir menos energía.

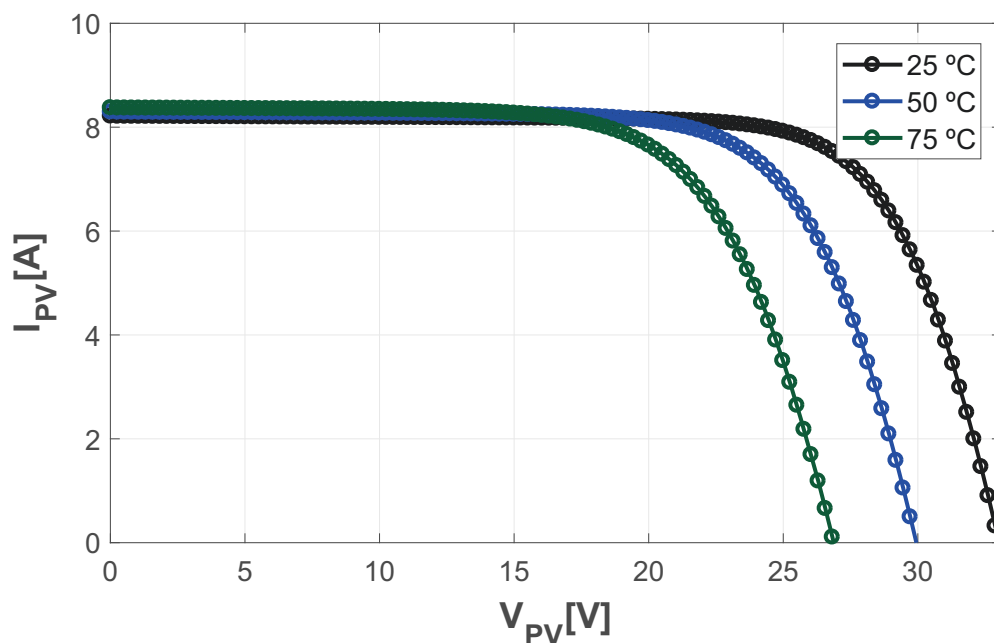


Figura 2.18 Curva características I-V del panel solar de 300 W, en función de la temperatura.

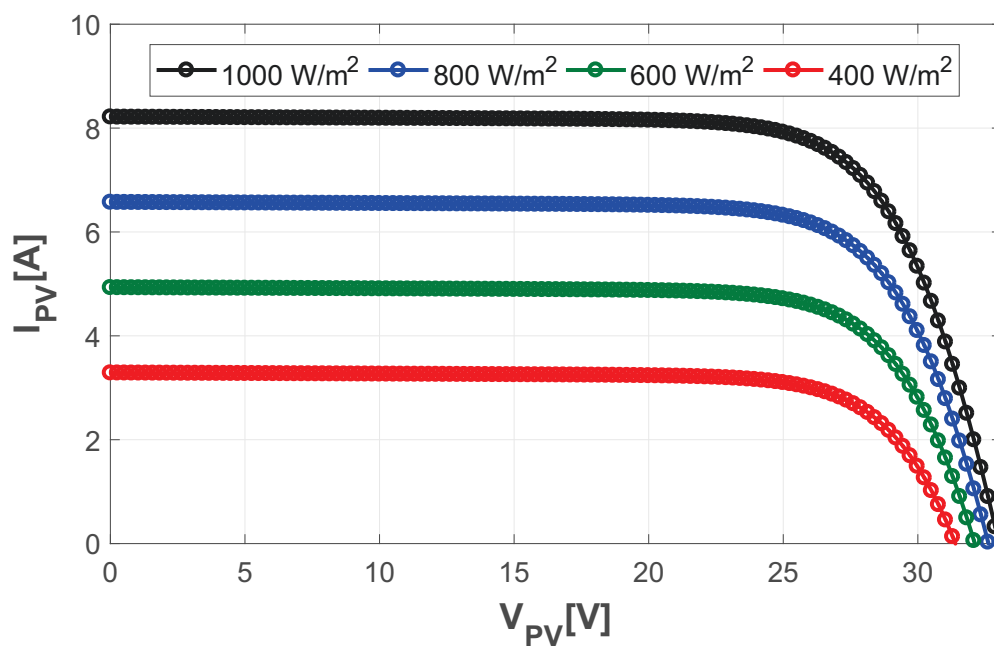


Figura 2.19 Curva características I-V del panel solar de 300 W, en función de la irradiancia.

2.2.5. Dispositivos de almacenamiento

El objetivo de que la micro red DC opere en un modo aislado, convierte a los dispositivos de almacenamiento en un elemento clave para atender a las variaciones de la demanda y la generación fotovoltaica. En la actualidad las baterías se trata de los pocos sistemas energéticos que permiten el almacenamiento de la energía de forma fiable, transformando la energía eléctrica en química, por una reacción electroquímica de oxidación-reducción (redox) [56].

La batería que se utiliza es secundaria, para poder ser recargada tras su descarga y presenta un funcionamiento en regímenes cíclicos, al ser cargada y descargada en múltiples ocasiones [56]. Este dispositivo se compone de un conjunto de celdas, que se conforma de un ánodo, un cátodo y el electrolito, donde tiene lugar la reacción de oxidación-reducción. Los principales términos del funcionamiento de las baterías a definir son [56][64]:

- Capacidad. Cantidad de energía eléctrica involucrada en la reacción electroquímica durante un periodo de tiempo, medida en amperioshora (Ah). Este término se obtiene a partir de la siguiente relación:

$$C = \int i \, \delta t \quad (2.15)$$

Las baterías secundarias presentan un amplio margen de capacidades, de cientos de miliamperios-hora hasta varias decenas o centenas de amperios-hora.

- Estado de carga (SOC). Expresión que indica el estado de la batería, en términos de capacidad. Se representa en valor porcentual (%), del 0 % al 100 %, su capacidad sería nula o total.
- Estado de salud (SOH). Representa la etapa del ciclo de vida en la que se encuentra la batería, depende de la intensidad que circula, la temperatura y el tipo o número de cargas y descargas realizadas.
- Tensión de circuito abierto (OCV). La tensión entre los bornes de una batería en circuito abierto, sin ninguna carga conectada. Su valor depende de la naturaleza de la batería e irá disminuyendo durante su descarga.

Otros términos relevantes en la caracterización de la batería son su profundidad de descarga, su capacidad nominal y real, su máxima corriente de descarga continua o su eficacia [64]. Cabe destacar que el objetivo de este proyecto es definir la estrategia de control de una micro red DC y no el estudio de las baterías, por ello se ha decidido emplear el modelo eléctrico de una batería proporcionado por el programa Matlab/Simulink.

Se ha optado por una batería de litio (Li) semejante al siguiente caso real [65], debido a su gran potencial químico y poco peso, por una elevada densidad (el doble que la de Níquel). Las principales ventajas y desventajas de las baterías de Litio se resumen en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1 Ventajas y desventajas de las baterías de Litio, respecto a otras opciones [64]

<u>VENTAJAS</u>	Alta densidad energética y elevada energía específica.
	Alta capacidad de descarga, en algunos tipos de baterías de litio.
	No requieren mantenimiento y sin efecto memoria.
	Bajo efecto de autodescarga.
<u>DESVENTAJAS</u>	Necesidad de mantener los límites de tensión de las celdas.
	Almacenaje en lugar frío, al 40 % de su carga.
	Precio superior a otras baterías.

Las baterías tienen un ciclo de vida de alrededor de 1000 ciclos completos [66]. Así pues, ante cambios severos de la demanda, la batería no puede responder inmediatamente y se somete a un elevado esfuerzo, lo que se traduce en un aumento del número de ciclos de carga y descarga [67]. Por esta situación, se emplea otro tipo de dispositivo de almacenamiento como soporte, que son los supercondensadores.

Los supercondensadores poseen altos ratios de carga y descarga y un ciclo de vida aproximado de 500,000 ciclos [66], por lo que pueden ser usados para satisfacer rápidas fluctuaciones de la demanda. En la Tabla 2.2 se presentan sus ventajas y desventajas respecto a las baterías electroquímicas.

Tabla 2.2 Ventajas y desventajas del empleo de supercondensadores respecto a las baterías electroquímicas [64]

<u>VENTAJAS</u>	Elevado número de ciclos de carga y descarga
	Capacidad de manejar altos valores de corriente.
	Muy alta velocidad de carga y descarga.
	Alta eficiencia (>95 %).
	Pocos peligros de sobrecarga.
<u>DESVENTAJAS</u>	Menor cantidad de energía almacenada por unidad de peso ($3\text{-}5 \frac{\text{W}\cdot\text{h}}{\text{kg}}$).
	Autodescarga considerablemente superior.
	Bajas tensiones respecto a las baterías (conexiones en serie).

En este proyecto se emplea la batería para cargas y descargas de bajas frecuencias y baja densidad energética, mientras que un supercondensador semejante a uno real del mercado [68], se utiliza para las variaciones de alta frecuencia y que suponen una elevada densidad energética. Se coordina ambos dispositivos resumidos en el Apéndice A, para lograr los siguientes objetivos [69]:

- Mejorar el ciclo de vida de la batería.
- Reducir los esfuerzos que deterioran la batería.
- Mejorar el equilibrio de energía entre la generación y la demanda.
- Reducir las dimensiones e inversión de las baterías.

2.2.6. Técnica de modulación

Las técnicas de modulación sirven para definir el cierre y apertura de los IGBTs, con la secuencia adecuada se logra definir las características o propiedades de la onda de salida, tales como la amplitud o la frecuencia, cuando funciona como inversor. Entre los diversos algoritmos de modulación existentes para lograr la conversión AC/DC, se analizará la modulación por ancho de pulso sinusoidal y vectorial, analizando puntos claves de análisis como las pérdidas por conmutación o el contenido armónico, producto de la propia modulación [70] [56].

El caso ideal sería obtener una onda de tensión de salida puramente sinusoidal, para ello se suele emplear un filtro pasivo que logra atenuar los armónicos en la señal de salida de frecuencias más elevadas. Una frecuencia de conmutación más alta conseguiría que el filtrado fuese más eficaz, pero también generaría considerables pérdidas de conmutación en los interruptores, tratándose de un limitante. Tanto el dimensionamiento del filtro como la frecuencia de conmutación se estudian de acuerdo a la capacidad de filtrado y el nivel de pérdidas de energía por conmutación [71].

La modulación por ancho del pulso (PWM) consiste en la comparación de una señal moduladora con la señal portadora, la cual es triangular y presenta una alta frecuencia. La señal moduladora o de referencia representa las fases de la tensión, y sería la encargada de definir la amplitud y la frecuencia de salida, dicha señal queda determinada por la acción del control [70]. Los parámetros claves de la modulación son [70] [56]:

- El índice de modulación de la frecuencia, el cual relaciona las frecuencias de la señal portadora y moduladora:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}}$$

Un valor alto implica aproximarse en mayor medida a la onda deseada, atenuando una mayor cantidad de armónicos en el filtro. Cabe destacar, que se debe emplear un índice de modulación múltiplo de tres e impar, para favorecer la eliminación de los armónicos homopolares que cumplen dicha condición [49].

- El índice de modulación de la amplitud (m_a), el cual relaciona la amplitud de la señal moduladora y la portadora:

$$m_a = \frac{V_{m,moduladora}}{V_{f,portadora}}$$

Siempre que dicho índice (m_a) sea inferior a la unidad, el convertidor se encuentra dentro de la zona de operación lineal, puesto que el valor pico de la moduladora no es superior al de la portadora, evitándose el efecto indeseado de la sobremodulación. Dicho fenómeno se da cuando el índice de modulación de la amplitud (m_a) sobrepasa la unidad, porque el valor pico de la señal moduladora es superior al de la portadora. Como se muestra en la Figura 2.20, se produce la pérdida de los pulsos y el control, imposibilitando definir las variables fundamentales [70].

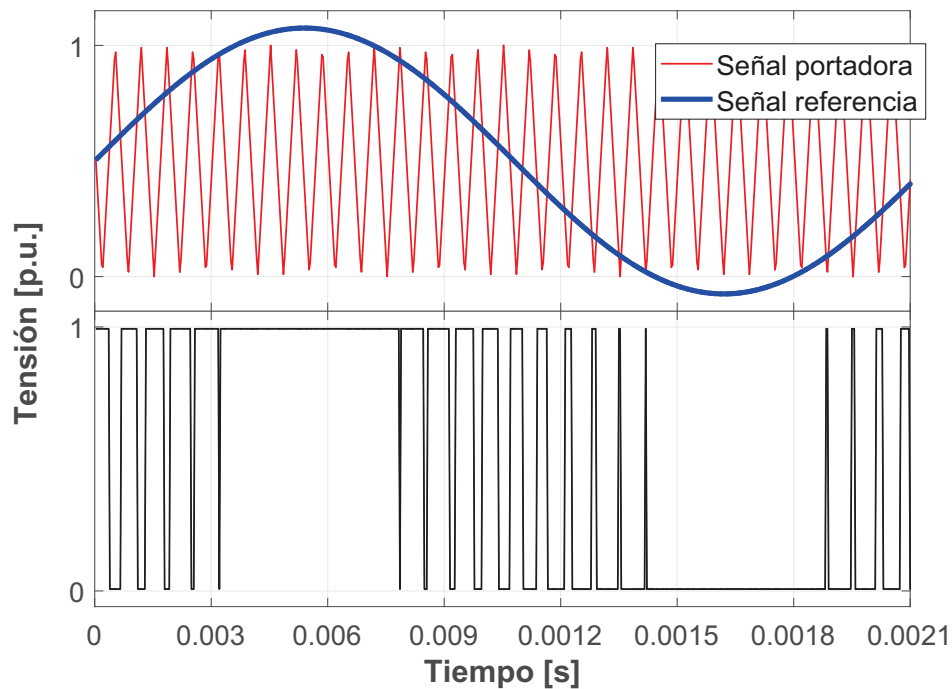


Figura 2.20 Sobremodulación [72]

Una opción ampliamente extendida es la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM), donde se emplea como moduladora una señal sinusoidal con las características de la tensión deseada, como se observa en la Figura 2.21.

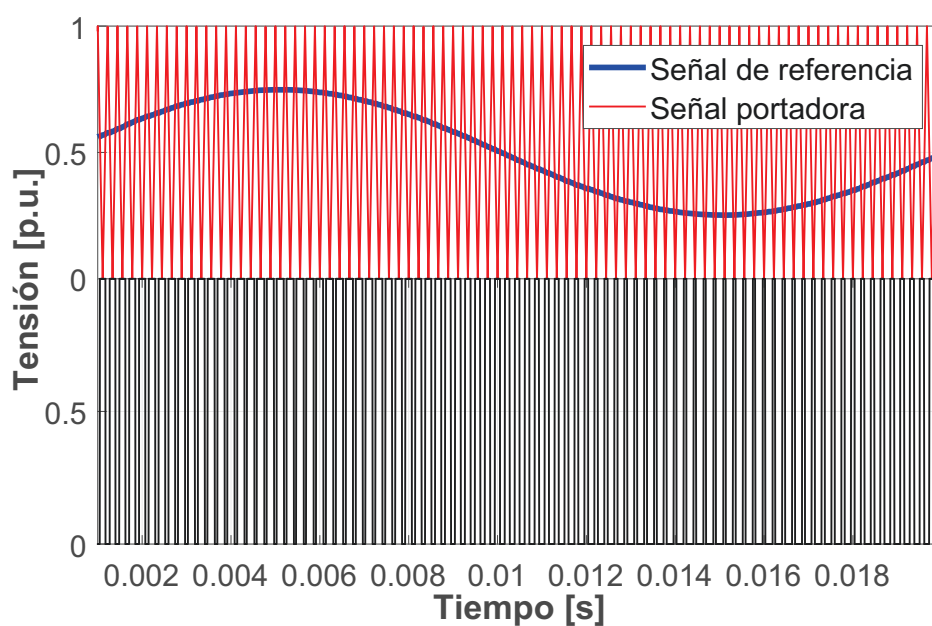


Figura 2.21 Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM)

Dicha técnica requiere una sencilla implementación y logra buenos resultados generales respecto al contenido armónico [73], aunque como se demuestra en la referencia [74] presenta limitaciones ante casos muy desfavorables. Otra opción que se analiza es la modulación vectorial (SVPWM), presentada en la Figura 2.22. Ambas opciones difieren en la señal moduladora que generan.

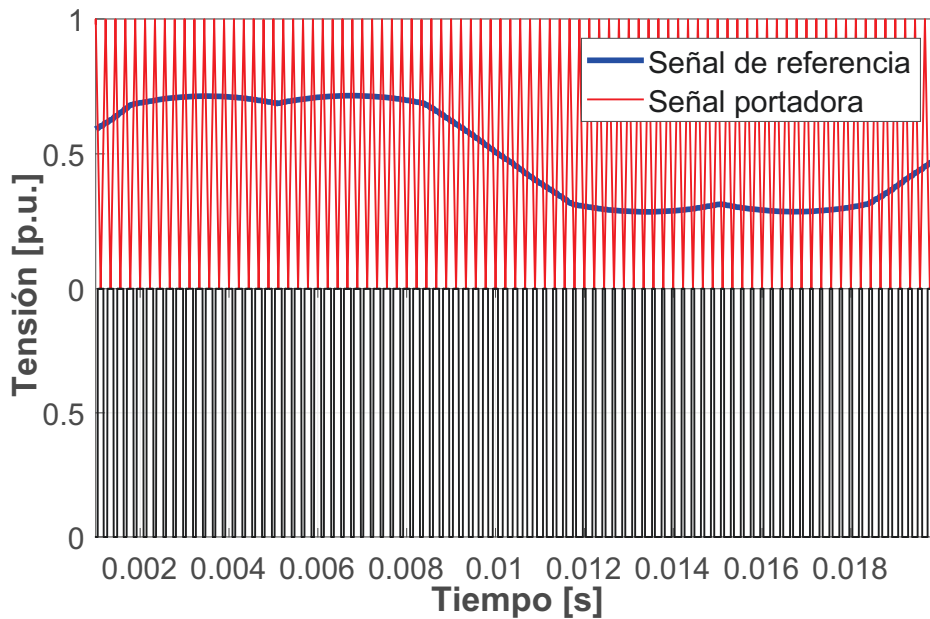


Figura 2.22 Modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM)

No obstante, en ambos casos se emplea la misma señal portadora, en este caso triangular y se rigen bajo el mismo principio:

$$Si \quad V_{mod} > V_{port} \quad Pulso = 1$$

$$Si \quad V_{mod} < V_{port} \quad Pulso = 0$$

La principal característica de la modulación vectorial (SVPWM) es su capacidad de sustituir todo el sistema trifásico por un solo vector en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro con el paso del tiempo [52]. Como se analizó en el apartado 2.2.1, en un inversor trifásico de dos niveles en función del orden de encendido y apagado de sus interruptores, existe ocho posibles vectores de tensión (SVV), los cuales quedan representados en el plano α - β en la Figura 2.23. La nomenclatura empleada se corresponde a la mostrada en la Figura 2.5, de los ocho posibles vectores de tensión solo seis son reales. Dichas combinaciones se resumen en la Tabla 2.3, donde el 1 representa que la rama se conecta a la parte superior del enlace de continua y 0 a la parte inferior [75]. Mientras que los dos vectores nulos se corresponden a:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ ó } \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

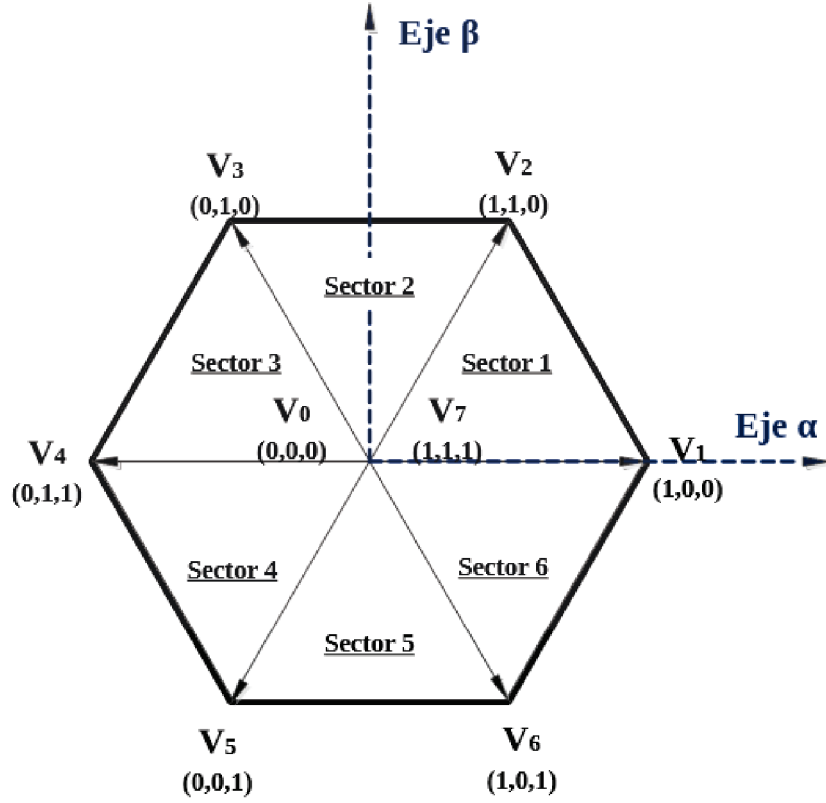


Figura 2.23 Representación de los vectores espaciales de un inversor de dos niveles [75]

Tabla 2.3 Estados de conmutación

Estados	1	2	3	4	5	6
(S_1, S_3, S_5)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)
(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})	$V_{dc}(1,0,-1)$	$V_{dc}(0,1,-1)$	$V_{dc}(-1,1,0)$	$V_{dc}(-1,0,1)$	$V_{dc}(0,-1,1)$	$V_{dc}(1,-1,0)$
(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})	$\frac{V_{dc}}{3}(2,-1,-1)$	$\frac{V_{dc}}{3}(1,1,-2)$	$\frac{V_{dc}}{3}(-1,2,-1)$	$\frac{V_{dc}}{3}(-2,1,1)$	$\frac{V_{dc}}{3}(-1,-1,2)$	$\frac{V_{dc}}{3}(1,-2,1)$

El vector de la tensión de referencia se obtiene a partir del promedio de los vectores del inversor aplicados durante un semiperiodo T_s . Como se observa en la Figura 2.24, se construye un vector espacial (\bar{v}_{ref}) aplicando alternativamente los dos vectores espaciales adyacentes (\bar{v}_1 y \bar{v}_2) sobre el plano alfa-beta durante unos tiempos y orden determinado. La ecuación que representa el vector espacial resultante es [75]:

$$\bar{v}_{ref} = \frac{2}{T_s}(t_1\bar{v}_1 + t_2\bar{v}_2) \quad (2.16)$$

Los vectores 0 y 7 (centro del hexágono) son cero y se emplean para introducir tiempos nulos [52], porque supone un coste computacional mínimo. El tiempo de aplicación de los vectores nulos será el restante del semiperiodo:

$$t_0 + t_7 = \frac{T_s}{2} - t_1 - t_2 \quad (2.17)$$

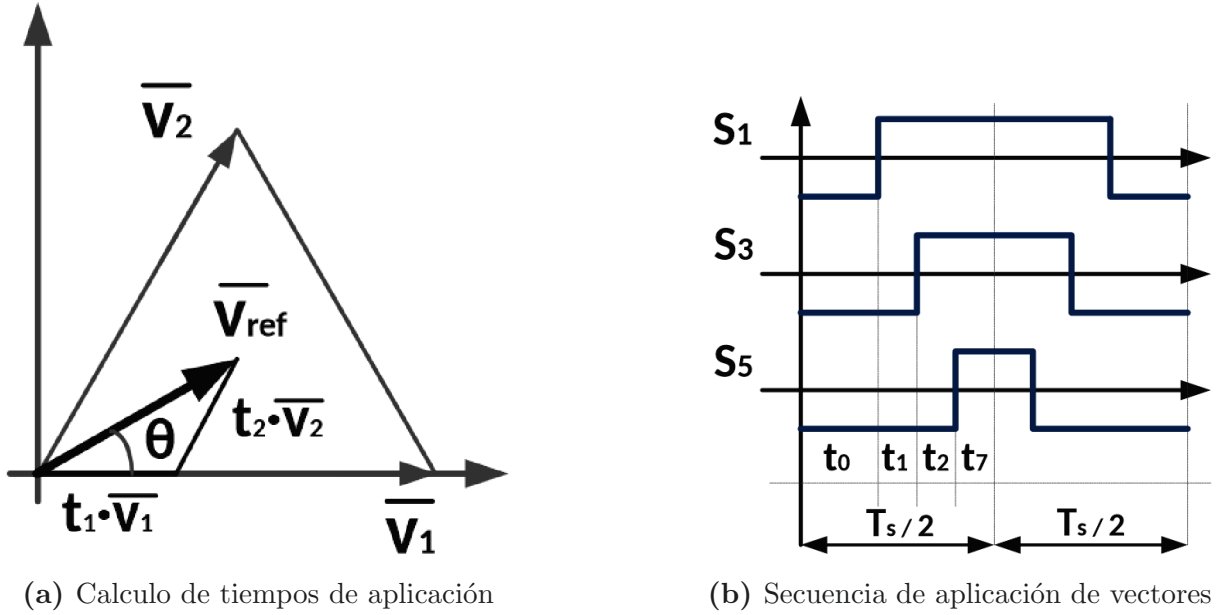


Figura 2.24 Análisis de la técnica SVM [75]

Una de las restricciones es la máxima tensión de salida del convertidor posible (V_{vR}) con la que se evita la sobremodulación. Para ello se analiza la relación de esta con la tensión de la etapa de continua (V_{DC}), mediante el índice de modulación (m_a), en el caso de la modulación SPWM se corresponde a la ecuación (2.18), mientras que la ecuación (2.19) representa el índice de la modulación SVPWM [70] [49].

$$m_{a \text{ SPWM}} = \frac{2 V_{vR_{fase}}^{pico}}{V_{DC}} \quad (2.18)$$

$$m_{a \text{ SVPWM}} = \frac{\sqrt{3} V_{vR_{fase}}^{pico}}{V_{DC}} \quad (2.19)$$

A partir de las ecuaciones (2.18) y (2.19), se obtiene la relación (2.20), que demuestra que con la técnica de modulación SVPWM, el inversor puede proporcionar una tensión un 15 % superior a la obtenida a partir de la técnica SPWM, además de reducir el contenido armónico. Es por ello que en este proyecto se emplea la técnica de la modulación SVPWM, para el convertidor AC/DC.

$$\frac{V_{vR_{SVPWM}}}{V_{vR_{SPWM}}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \quad (2.20)$$

En el caso de los convertidores Buck-Boost (reductor-elevador) y el convertidor Boost (elevador), se emplea modulación por ancho de pulso, donde la portadora sigue siendo una señal triangular y la moduladora se trata de una señal en corriente continua, con el valor de la tensión deseado, como se muestra en la Figura 2.25, el principio de operación es el mismo:

$$Si \quad V_{mod} > V_{port} \quad Pulso = 1$$

$$Si \quad V_{mod} < V_{port} \quad Pulso = 0$$

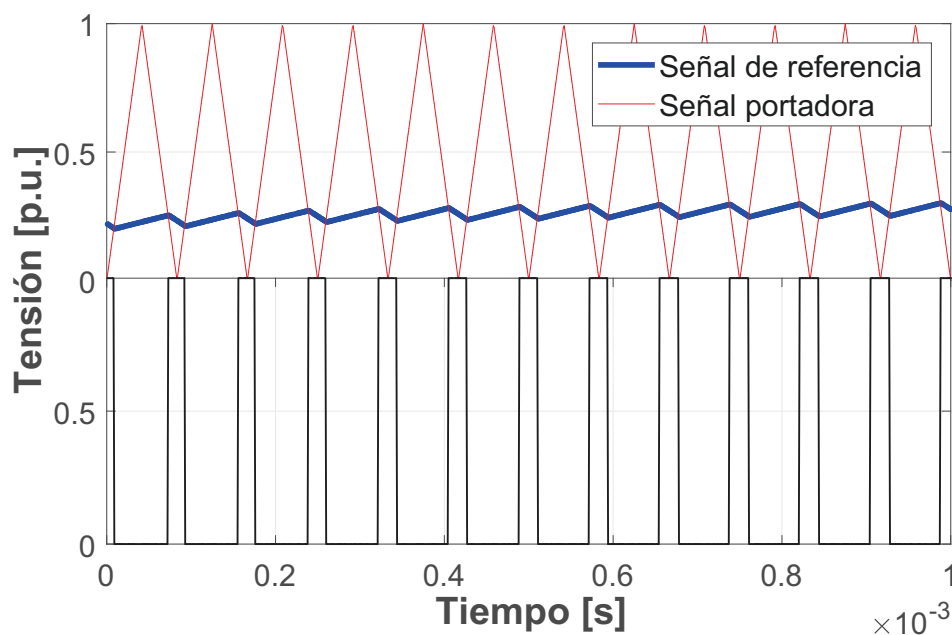


Figura 2.25 Modulación por ancho de pulso para el convertidor DC/DC

Con la señal pulsante resultante se determina el orden de encendido y apagado del semiconductor controlado del convertidor Boost (elevador). Cabe destacar que en el caso del Buck-Boost (reductor-elevador), donde se debe coordinar la actuación de dos semiconductores, la señal pulsante que le llega a un semiconductor es la negada de la que se emplea en el contrario.

Capítulo 3

Modelado y Control vectorial de la micro red de corriente continua

El siguiente capítulo analiza el modelo matemático, el dimensionamiento y el control de cada uno de los dispositivos principales de la micro red DC, todos los parámetros aparecen listados en el Apéndice A, mientras que los valores base empleados se corresponden al Apéndice B.

La sección 3.1 se conforma de la explicación de la transformación utilizada para representar las variables en el sistema de referencia d-q-o, el análisis del lazo de seguimiento de fase para la sincronización de la frecuencia de las variables del control con la planta. El dimensionamiento y tipo de filtro empleado y por último, el modelo matemático del convertidor AC/DC conectado a la red.

La sección 3.2 analiza el modelo matemático representativo del convertidor Boost y el dimensionamiento del filtro empleado, mientras que dicho análisis para el convertidor DC/DC bidireccional se realiza en el apartado 3.3. En el punto 3.4, se estudia el control para el seguimiento del punto de máxima potencia entregada por el panel fotovoltaico, mientras que en la sección 3.5 se analiza el control para la coordinación conjunta de los dispositivos de almacenamiento utilizados.

Por último, el apartado 3.6 se enfocará en mostrar la estructura y el ajuste de los reguladores PI empleados en los distintos lazos del control.

3.1. Convertidor trifásico

El convertidor AC/DC implementado en Matlab/Simulink corresponde a un modelo real con modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM) en el dominio del tiempo discreto. Sin embargo, en ciertos puntos del análisis para facilitar resultados más claros, se utilizará un modelo promediado del convertidor, como si se tratase de una fuente de tensión alterna ideal dependiente del control en el dominio del tiempo continuo. El control del convertidor AC/DC se conforma de una serie de bloques anidados, presentados en la Figura 3.1, en la que se utiliza el siguiente código numérico:

1. Control de la tensión AC del punto de acople a la red (PCC).
2. Control de la corrección del factor de potencia del punto de acople a la red (PCC).
3. Control de la tensión DC de la micro red de corriente continua.
4. Control de la intensidad del convertidor AC/DC.
5. Lazo de seguimiento de la fase (PLL).
6. Bloque generador de la modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM).

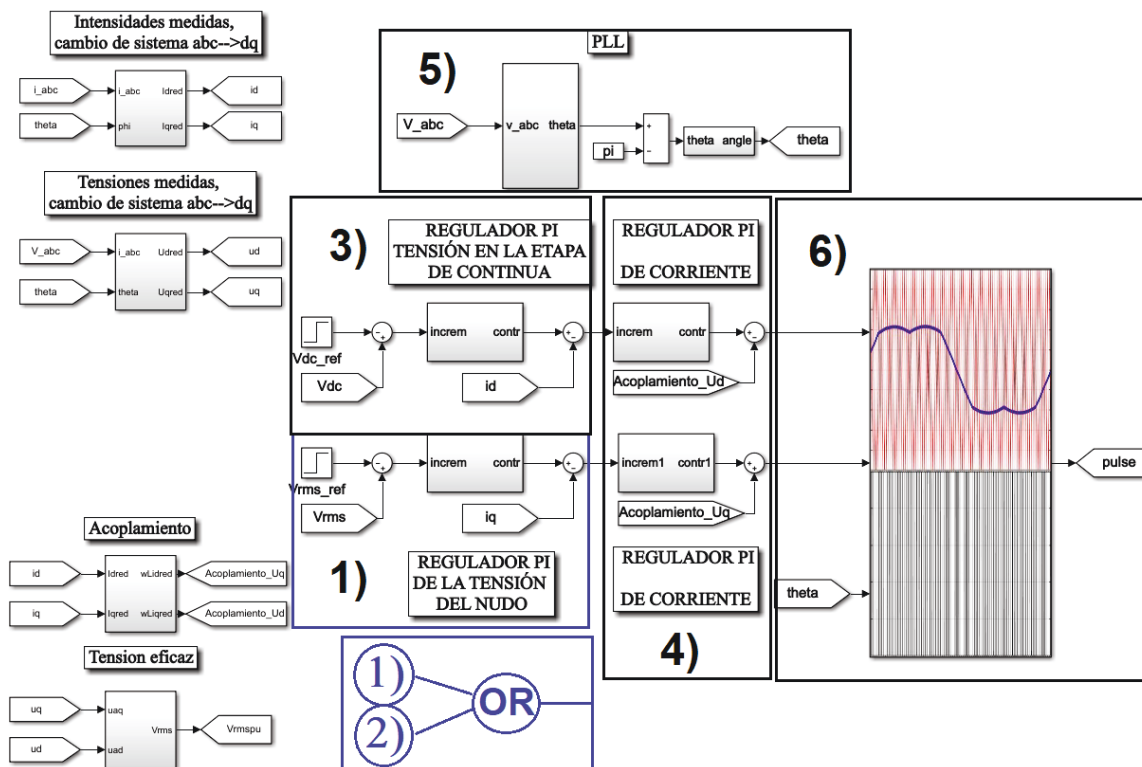


Figura 3.1 Esquema general del control del convertidor AC/DC

Desde el punto de vista del operador de la red dicho convertidor podría utilizarse para solucionar dos problemas, corregir el factor de potencia o regular la tensión del PCC [41]. Ambas funciones son mutuamente excluyentes y este caso se opta por implementar el control para regular la tensión nominal del nudo de acople (PCC).

3.1.1. Transformación al sistema de referencia d-q-o

Las transformadas de Clarke y Park definidas en la expresión (3.1) [76] [77], sirven para lograr proyectar las variables de estado en un sistema de referencia síncrono formado por tres ejes ortogonales d-q-o. Se ha decidido emplear la constante $\frac{2}{3}$ para lograr que el valor máximo del vector espacial sea igual al valor máximo de las tensiones o corrientes instantáneas.

$$[T_\theta] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

En dichos ejes, la potencia activa y reactiva instantáneas se corresponde a las siguientes ecuaciones:

$$P = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) = \frac{3}{2}|v||i|\cos\phi \quad (3.2)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) = \frac{3}{2}|v||i|\sin\phi \quad (3.3)$$

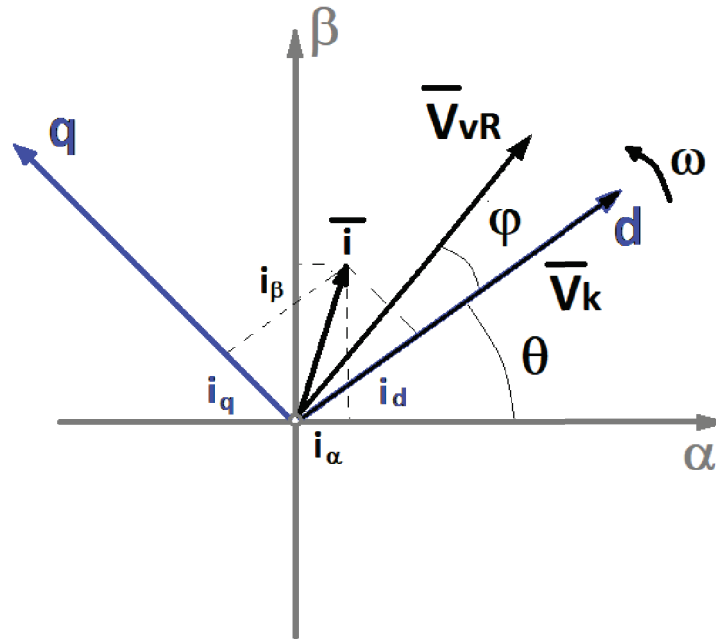


Figura 3.2 Representación de los fasores del sistema en el plano $\alpha - \beta$ y en el plano d-q [75]

En la Figura 3.2, para facilitar su lectura se distingue los ejes $\alpha - \beta$ y los ejes d-q mediante colores distintos y se representa las proyecciones del fasor de la intensidad en dichos sistemas de referencia. Cabe destacar que θ sería el ángulo del fasor de la tensión del nudo de acople a la red (PCC) (\vec{V}_K) con el eje real del sistema de referencia estacionario (α).

De este modo se puede visualizar, que el vector tensión del PCC (\vec{V}_K) coincide con el eje directo (d) y por lo tanto, su proyección ortogonal en el eje de cuadratura (q) es nula [75]. Los vectores de la tensión e intensidad en los ejes de referencia d-q se definen en las ecuaciones (3.4) y (3.5).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [c]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [c]^{-1} \begin{bmatrix} |v| \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Así pues como se muestra en las ecuaciones (3.6) y (3.7), en dicho sistema de referencia se logra un control independiente de ambas potencias, estando la potencia activa relacionada a la componente del eje directo de la intensidad (i_d), mientras que la componente de cuadratura de la intensidad (i_q) determina la potencia reactiva.

$$P = \frac{3}{2} |v| i_d \quad (3.6)$$

$$Q = -\frac{3}{2} |v| i_q \quad (3.7)$$

3.1.2. Lazo de seguimiento de fase, PLL

El lazo de seguimiento de fase implementado se trata del SRF-PLL, cuyo objetivo es sincronizar las frecuencias de las variables fundamentales. Primero se obtiene las componentes de la tensión del PCC en el sistema de referencia d-q, para lo que se utiliza un bloque donde se produce la transformación abc/dq, como se presenta en la Figura 3.3 (a). Mediante un regulador PI (proporcional-integral) mostrado en la Figura 3.3 (b), se logra que la posición angular del SRF-PLL se modifique para coincidir con el ángulo de fase del vector de tensión del PCC [78].

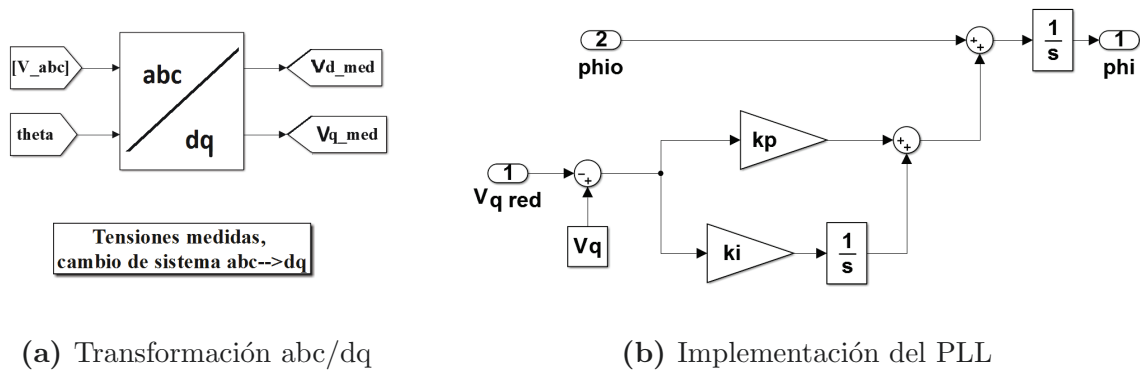


Figura 3.3 Bloques del esquema general del control del convertidor AC/DC

3.1.3. Ecuaciones de la planta del sistema

El esquema general del control, del convertidor y del filtro utilizado quedan definidos en la Figura 3.4, donde:

- i_L : Intensidad de la carga [A].
- i_k : Intensidad que circula entre el convertidor AC/DC y el PCC [A].
- V_k : Tensión del punto de conexión a red (PCC) [V].
- V_{vR} : Tensión del convertidor AC/DC [V].
- L_f, L_g : Inductancias empleadas en el filtro LCL [H].
- R_f, R_g : Resistencias inherentes de las inductancias empleadas [Ω].
- R_c : Resistencia de compensación [Ω].

En este estudio se ha optado por un filtro LCL, puesto que emplear únicamente una inductancia, fuerza a que esta sea de dimensiones enormes para lograr la atenuación armónica deseada, lo que lastra la capacidad del convertidor y se traduce en un elevado coste. La opción implementada presenta una mayor atenuación con una reactancia de filtrado menor que los filtros L o LC.

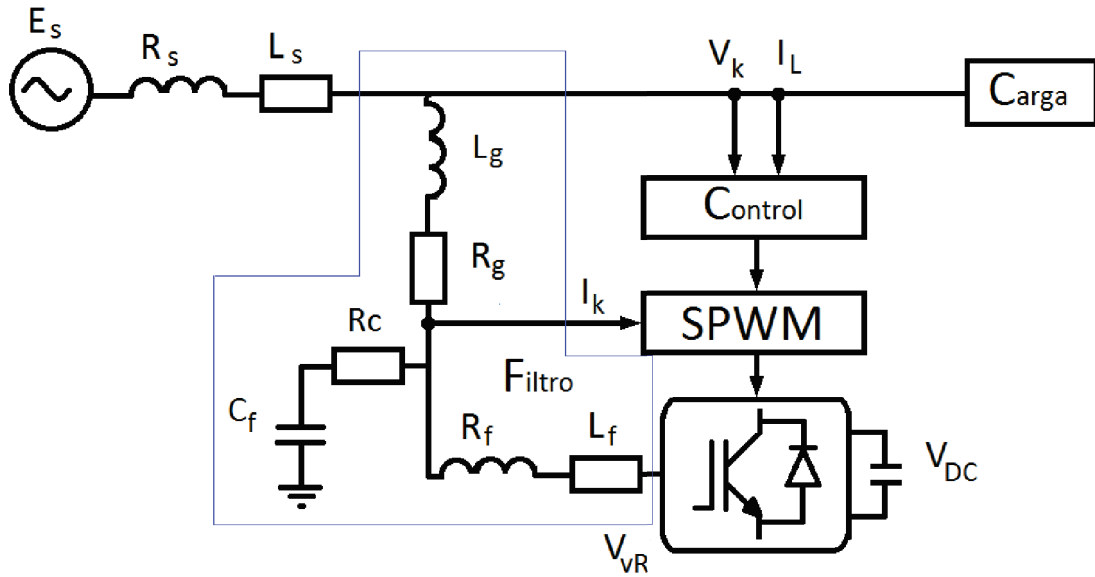


Figura 3.4 Representación del filtro LCL utilizado en la conexión del convertidor [79]

La ecuación (3.8) representa el modelo matemático simplificado del convertidor y el filtro empleado en su conexión [49] [75], mediante las variables de estado (tensión e intensidad). El signo de la intensidad, nos indica si el convertidor inyecta energía (inversor) o la recibe (rectificador).

$$\begin{bmatrix} v_{vR_a} \\ v_{vR_b} \\ v_{vR_c} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{f_a} \\ i_{f_b} \\ i_{f_c} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f_a} \\ i_{f_b} \\ i_{f_c} \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} i_{g_a} \\ i_{g_b} \\ i_{g_c} \end{bmatrix} + L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{g_a} \\ i_{g_b} \\ i_{g_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{k_a} \\ v_{k_b} \\ v_{k_c} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La primera aproximación que se realiza es considerar que la intensidad que atraviesa ambas inductancias del filtro es idéntica, como se muestra en la ecuación (3.9) [80].

$$\begin{bmatrix} i_{k_a} \\ i_{k_b} \\ i_{k_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{f_a} \\ i_{f_b} \\ i_{f_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{g_a} \\ i_{g_b} \\ i_{g_c} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

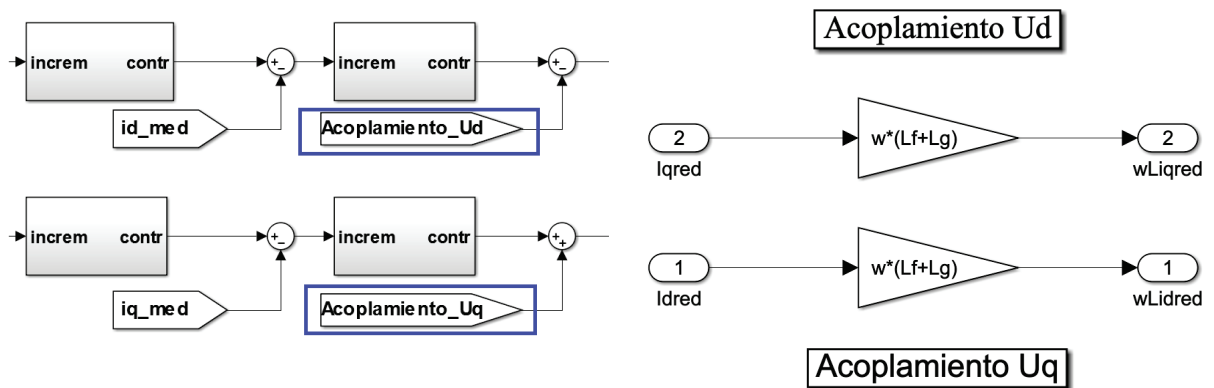
Para que dicha consideración sea realista se debe utilizar una capacitancia de filtrado (C_f) igual o inferior al 5 % del valor base [81], para que la intensidad que inyecte a la red no sea excesivamente elevada. Mediante la transformada de Clarke y Park se logra la representación del sistema trifásico sobre los ejes d y q, expresados en las fórmulas (3.10) y (3.11) [49] [80].

$$\vec{v}_{vR}^d = \vec{v}_k^d + (R_f + R_g) \vec{i}_k^d + (L_f + L_g) \frac{d\vec{i}_k^d}{dt} + j(L_f + L_g) \omega \vec{i}_k^q \quad (3.10)$$

$$\vec{v}_{vR}^q = \vec{v}_k^q + (R_f + R_g) \vec{i}_k^q + (L_f + L_g) \frac{d\vec{i}_k^q}{dt} - j(L_f + L_g) \omega \vec{i}_k^d \quad (3.11)$$

Las componentes $j(L_f + L_g) \omega \vec{i}_k^q$ y $-j(L_f + L_g) \omega \vec{i}_k^d$ son los denominados términos de acoplamiento representados en la Figura 3.5 (b), los cuales son eliminados utilizando un control feed-forward, como se demuestra en la Figura 3.5 (a).

Esto se debe a que el objetivo de emplear este sistema de referencia es lograr un control de la potencia activa dependiente exclusivamente del eje directo, mientras que la potencia reactiva dependería del de cuadratura, dichas componentes generan un efecto indeseado e impiden que en el control vectorial se pueda desacoplar ambas magnitudes.



(a) Términos del acoplamiento en el esquema del circuito general (b) Implementación de los terminos de acoplamiento

Figura 3.5 Explicación de la representación de los acoplamientos en Simulink

A la hora de analizar la energía en el convertidor, se considera el caso ideal de que la potencia del lado de alterna del convertidor (P_{AC}) es la misma que en el lado de continua (P_{DC}), despreciando pérdidas tales como la de los propios semiconductores del convertidor [82]. Si se atiende a la etapa de continua, considerando la intensidad (I_{DC}) y la tensión correspondiente a la micro red DC (V_{DC}), la potencia activa queda definida en las ecuaciones (3.12) y (3.13), donde C_{DC} es el condensador de la etapa de continua.

$$P_{DC}^{dq} = P_{AC}^{dq} = \frac{3}{2} v_k^d i_k^d \quad (3.12)$$

$$P_{DC} = -V_{DC} I_{DC} = -V_{DC} (C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt}) \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.14) se muestra la relación entre la tensión de la etapa de continua (V_{DC}) y la energía almacenada en el condensador (W_{DC}).

$$W_{DC} = - \int P_{DC} = \frac{1}{2} C_{DC} \frac{dV_{DC}^2}{dt} \quad (3.14)$$

Una vez definido los valores del convertidor AC/DC empleado (ver Apéndice A), se procede al dimensionamiento del filtro LCL, atendiendo a [83]:

- La frecuencia de resonancia.
- La distorsión armónica eliminada.
- La capacidad de compensación reactiva que posibilita.

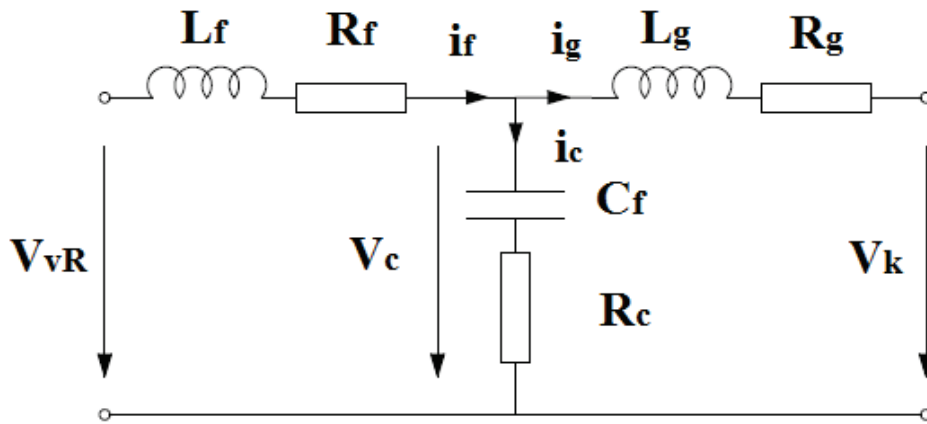


Figura 3.6 Circuito monofásico del filtro LCL

A raíz del filtro LCL, cuyo circuito monofásico se representa en la Figura 3.6, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones [81]:

$$V_{vR} - V_c = i_f (L_f s + R_f) \quad (3.15)$$

$$V_c - V_k = i_g(L_g s + R_g) \quad (3.16)$$

$$V_c = i_c \left(\frac{1}{sC_f} + R_f \right) \quad (3.17)$$

$$i_f - i_c - i_g = 0 \quad (3.18)$$

Si se desarrolla el sistema se obtiene la función de transferencia del filtro LCL (G_{LCL}), representando en la ecuación (3.19) [79][50]:

$$\frac{i_g(s)}{V_{vR}(s)} = \frac{sR_c C_f + 1}{(sL_f + R_f)[s^2 L_g C_f + s(R_c + R_g)C_f + 1] + (sR_c C_f + 1)(sL_g + R_g)} \quad (3.19)$$

Si se desprecia las resistencia inherentes de las inductancias, considerando que son ideales se podría simplificar la ecuación de la función de transferencia del filtro (G_{LCL}) [50][81][80]:

$$G_{LCL} = \frac{i_g(s)}{V_{vR}(s)} = \frac{sR_c C_f + 1}{L_f L_g C_f s^3 + R_c C_f (L_f + L_g) s^2 + (L_f + L_g) s} \quad (3.20)$$

A la hora de seleccionar las inductancias y la capacitancia de filtrado idóneas, se debe atender a una serie de criterios tales como:

- La caída de tensión en el conjunto de las inductancias no debe superar el 15 % respecto a la reactancia base [83]. Se establece que el valor mínimo debería ser [79]:

$$L_{tmin} = \frac{V_{DC}}{8\eta_L f_{sw} I_{AC_{base}}} \quad (3.21)$$

Donde:

- V_{DC} . Tensión en la etapa de continua de 380 V. Ver Apéndice A.
- η_L . Coeficiente de rizado de la intensidad, que debe ser inferior al 25 %.
- f_{sw} . Frecuencia de conmutación del convertidor AC/DC.
- $I_{AC_{base}}$. Valor base de la intensidad de 74.23 A. Ver Apéndice A.

Mientras que el valor máximo se situaría en [79]:

$$L_{tmax} = \frac{V_k \varepsilon_L}{w_{base} I_{AC_{base}}} \quad (3.22)$$

Donde:

- V_k . Tensión de la red de 220 V. Ver Apéndice A.

- ε_L . Coeficiente de la caída de tensión en el filtro que debe ser inferior al 10 %.
- w_{base} . Frecuencia angular base de 314.16 rad/s.
- $I_{AC_{base}}$. Valor base de la intensidad de 74.23 A. Ver Apéndice A.

Así pues la suma de las dos reactancias del filtro LCL (L_t), debería situarse entre ambos valores, eligiéndose un 12 % de la reactancia base, así pues las reactancias utilizadas serían:

$$L_f = L_g = L_t \cdot 0,5 = 0,06 \cdot L_{base} \quad (3.23)$$

Para el cálculo de las resistencias inherentes de dichas reactancias, se ha considerado un factor de calidad (Q) de 90, puesto que para reactancias de un filtro dicho valor se sitúa entre 50 y 200. La ecuación que define dichas resistencias es:

$$R = \frac{2\pi L f_{res}}{Q} \quad (3.24)$$

- La intensidad fundamental del condensador no debe superar el 5 % del valor base [81]. Como se muestra en la Figura 3.7 utilizando un modelo promediado, cumpliendo dicha premisa la diferencia entre las intensidades que atraviesan la inductancias del filtro no es significativa. De este modo se valida la aproximación expresada en (3.9). La elección de la resistencia de compensación (R_c), se basa en un estudio experimental, bajo la premisa de que fuese un valor bajo con buenos resultados.

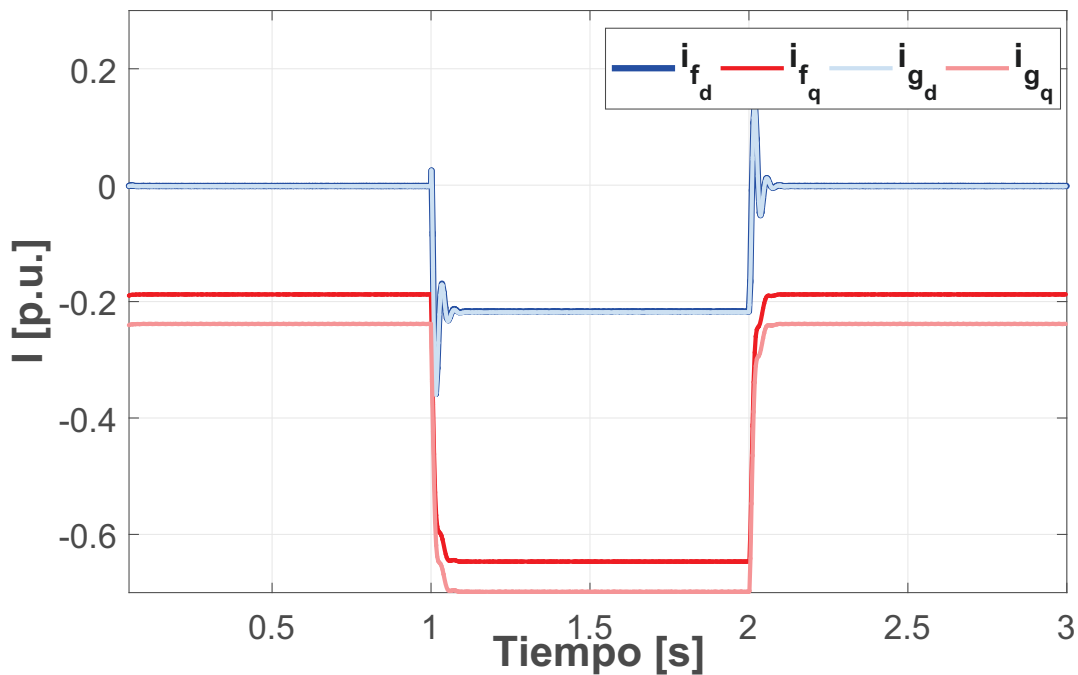


Figura 3.7 Comparación de las intensidades de ambas inductancias del filtro

Por otro lado, se puede obtener la frecuencia de resonancia (f_{res}) aproximada, utilizando la ecuación simplificada (3.25) [80].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_f + L_g)}{L_f \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (3.25)$$

De este modo se obtiene una frecuencia de resonancia aproximada de 1.3 kHz, como se demuestra en el diagrama de Bode, mostrado en la Figura 3.8, utilizando la función de transferencia (3.20).

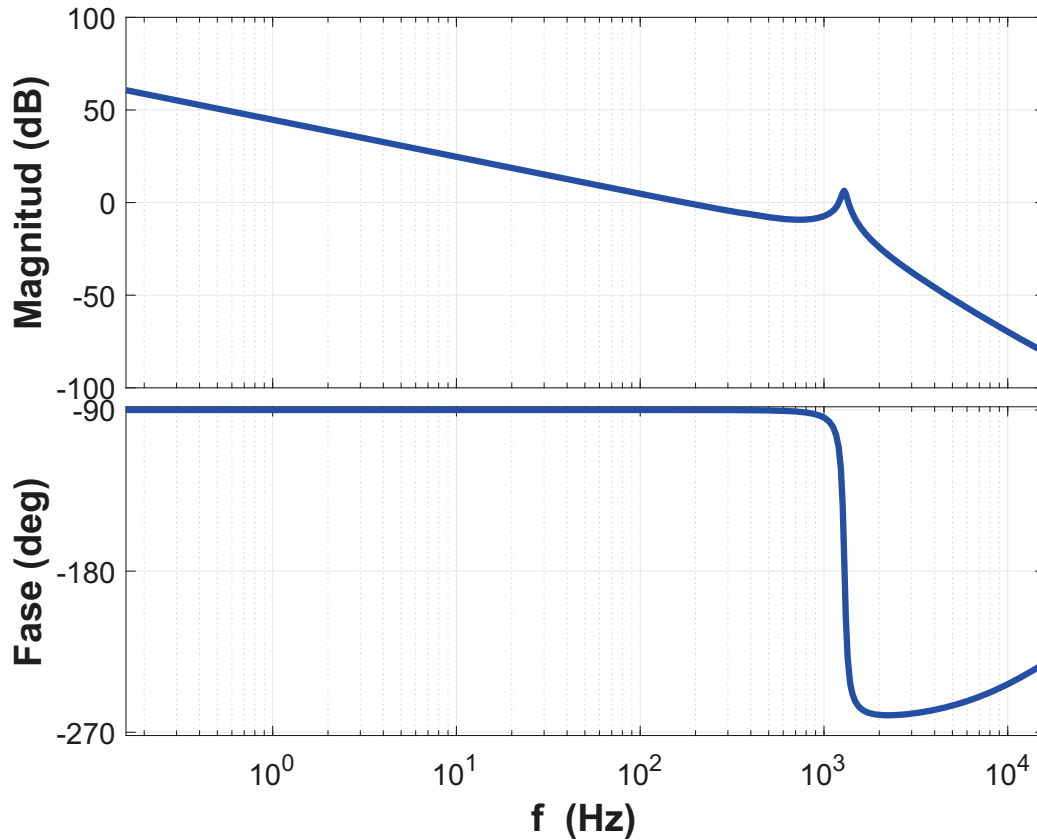


Figura 3.8 Diagrama de bode del filtro LCL empleado.

Por otro lado, la frecuencia de conmutación del convertidor debe cumplir la siguiente condición, para lograr una señal lo suficientemente limpia tras la actuación del filtro [81]:

$$f_{sw} > 2 \cdot f_{res} \quad (3.26)$$

Así pues, se opta por emplear una frecuencia de conmutación de 4.5 kHz. Todos los valores calculados se resumen en el Apéndice A. El VSC simula una señal sinusoidal, a partir del tren de pulsos obtenido de la modulación, la cual presenta un elevado contenido

de armónicos a frecuencias elevadas productos de la propia conmutación. En la Figura 3.9 se remarca el efecto del filtro pasivo LCL empleado, el cual elimina o atenúa los armónicos con frecuencias superiores a las de atenuación, lográndose de este modo una señal más limpia a la salida. En dicha imagen, se compara la señal de tensión de salida tras el paso por el filtro (V_k) con la señal inicial generada por el convertidor (V_{vR}).

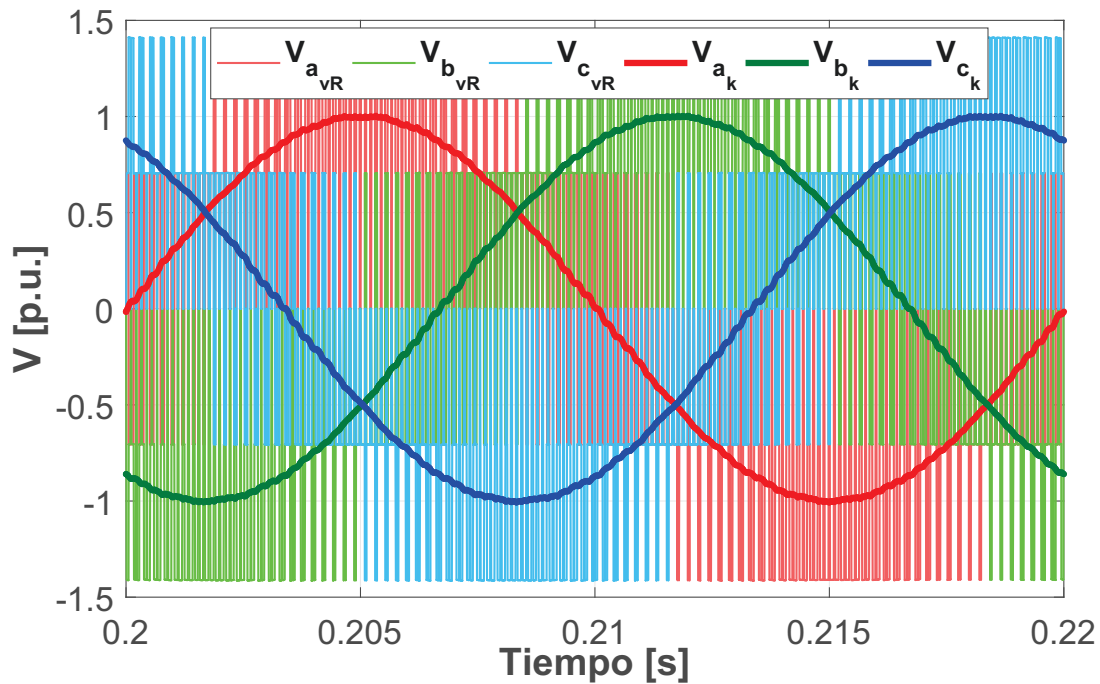


Figura 3.9 Efecto del filtro LCL estudiado

Los resultados obtenidos del análisis de esta sección se resumen en la Tabla 3.1, el valor de ambas inductancias y sus resistencias inherentes es idéntico y la mitad del total expresado en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Características del convertidor AC/DC obtenidas.

Inductancia total [mH]	Resistencia total [mΩ]	Capacitancia [μF]	Resistencia de compensación [mΩ]	Frecuencia de conmutación [Hz]
0.92	83.4	65.77	120	4500

3.2. Convertidor elevador de continua

En la sección 2.2.2 se analizó el principio de operación del convertidor Boost (elevador), a continuación se procederá al análisis de su modelo matemático, empleando la nomenclatura utilizada en la Figura 2.9:

- V_E . Tensión de entrada correspondiente al panel fotovoltaico.

- V_S . Tensión nominal de la micro red DC.
- V_L . Tensión del filtro del convertidor Boost.
- L_1 . Reactancia del filtro del convertidor Boost.
- R_1 . Resistencia inherente de la reactancia del filtro.
- C . Capacitancia empleada en la micro red DC.
- i_L . Intensidad que atraviesa el filtro.
- i_C . Intensidad que atraviesa la capacitancia.

En el posterior análisis no se considera el efecto de la carga. La variable de estado a controlar es la reactancia del filtro, así pues la tensión del filtro varía del siguiente modo si el interruptor se encuentra cerrado o abierto [54]:

$$\text{Si } T_{ON} : \quad V_L = V_E$$

$$\text{Si } T_{OFF} : \quad V_L = V_E - V_S$$

Los tiempos utilizados se definen como:

- T_{ON} . Tiempo en el que el interruptor se mantiene cerrado.
- T_{OFF} . Tiempo en el que el interruptor se mantiene abierto.
- T . Tiempo de operación total del convertidor Boost.

La tensión media del filtro en el tiempo de operación del convertidor se define como [54]:

$$V_L = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{T_{ON}} V_E \cdot dt + \int_{T_{ON}}^{T_{OFF}} (V_E - V_S) \cdot dt \right) = \frac{V_S \cdot T_{ON} + (V_E - V_S) \cdot T_{OFF}}{T} \quad (3.27)$$

Por otro lado considerando que la inductancia es ideal (sin resistencia inherente), la tensión del filtro se define como [84]:

$$V_L = L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_L}{DT} \quad (3.28)$$

Donde:

- D. Ciclo de trabajo que se obtiene:

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (3.29)$$

Empleando las fórmulas (3.27) y (3.28) y la consideración de que la variación de la intensidad en la inductancia durante el tiempo de operación del convertidor en el modo de conducción continua es nula (ver ecuación (3.30) [84]), se alcanza la expresión (3.31). De este modo, se define el ciclo de trabajo de un convertidor Boost (orden de encendido y apagado), en función de las tensiones de entrada y salida.

$$\Delta i_{L_{total}} = \Delta i_{L_{ON}} + \Delta i_{L_{OFF}} = 0 \quad (3.30)$$

$$D = \frac{V_S - V_E}{V_S} \quad (3.31)$$

Bajo el principio de que la potencia que entra al convertidor debe ser igual a la que sale se obtiene la siguiente expresión, siendo R_S la resistencia equivalente de la salida:

$$V_E \cdot I_E = V_S \cdot I_S = \frac{V_S^2}{R_S} \quad (3.32)$$

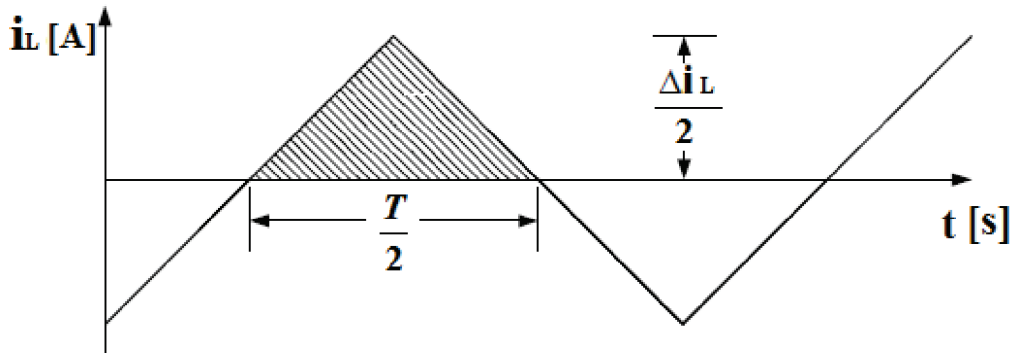


Figura 3.10 Descripción del rizado de la intensidad que atraviesa la inductancia [84]

Empleando las expresiones (3.28), (3.31) y (3.32), se obtiene la expresión de la intensidad de la inductancia la cual como se ha comentado sufre un rizado ($\Delta i_{L_{total}}$), como se observa en la Figura 3.10. Las expresiones para un rizado superior e inferior son [84]:

$$i_{L_{max}} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_E}{(1-D)^2 \cdot R_S} + \frac{V_E DT}{2L_1} \quad (3.33)$$

$$i_{L_{min}} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_E}{(1-D)^2 \cdot R_S} - \frac{V_E DT}{2L_1} \quad (3.34)$$

Considerando el caso de un rizado inferior de la ecuación (3.34) y que se encuentra en un modo de conducción continua (la intensidad que atraviesa la inductancia no es nula, $i_{L_{min}} > 0$), se obtiene la inductancia mínima necesaria, considerando la ley de Ohm para la resistencia equivalente de salida del convertidor (R_S) [84]:

$$L_{1min} = \frac{D(1-D)^2 V_S^2}{2f_{conv} P_S} \quad (3.35)$$

- D . Ciclo de trabajo que se define en 0.33 para obtener el máximo valor [84].
- V_S . Tensión nominal de la micro red DC de 380 V. Ver Apéndice A.
- V_E . Tensión del punto de máxima potencia del panel fotovoltaico de 36.5 V. Ver Apéndice A.
- f_{conv} . Frecuencia de conmutación del convertidor Boost definido en 15 KHz. Ver Apéndice A.
- P_S . Potencia máxima suministrada por el panel solar de 4.8 kW. Ver Apéndice A.

Por otro lado, no se puede elegir un filtro excesivamente elevado que lastre la capacidad de generación, por lo que se considera un rizado máximo óptimo de un 10 % (se suele fijar valores más elevados como 20 % [54]) y que el ciclo de trabajo en el que se produce el rizado máximo (D_{max}) es la unidad, para obtener un valor máximo de la inductancia [54]:

$$L_{1max} = \frac{V_E \cdot D_{max}}{\Delta i_{L_{max}} \cdot f_{conv}} = \frac{V_E^2 \cdot D_{max}}{0,1 \cdot P_E \cdot f_{conv}} \quad (3.36)$$

Así pues la inductancia elegida cumple:

$$L_{1max} > L_1 > L_{1min}$$

$$0,185 \text{ mH} > 0,185 \text{ mH} > 0,147 \text{ mH}$$

El valor de la resistencia inherente presentado en el Apéndice A se trata de una aproximación. El control del convertidor Boost se conforma de una serie de bloques anidados, mostrados en la Figura 3.11, donde se respeta el siguiente código numérico:

1. Control del punto de operación donde el panel solar entrega la máxima potencia posible, atendiendo a la irradiancia y la temperatura (MPPT).
2. Control de la tensión de la micro red DC.
3. Control de la intensidad del convertidor elevador de continua.
4. Bloque generador de la modulación por ancho de pulso.

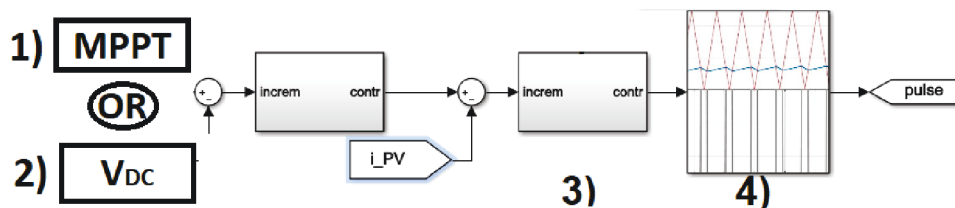


Figura 3.11 Esquema general del control del convertidor elevador de continua

Por lo general, se buscará entregar la máxima potencia de generación (MPPT), exceptuando el nivel 3 de operación, donde el panel solar se encarga de regular la tensión de continua de la micro red. Ambas funciones son mutuamente excluyentes.

3.3. Convertidor DC-DC bidireccional

El convertidor bidireccional DC/DC se utiliza para los dispositivos de almacenamiento, tanto para la batería como para el supercondensador, para el análisis de su modelo matemático, se utiliza la nomenclatura de la Figura 2.14:

- V_{BAT} . Tensión de entrada correspondiente a la batería en el análisis, pero podría tratarse de la del propio supercondensador.
- V_S . Tensión nominal de la micro red DC.
- V_L . Tensión del filtro del convertidor bidireccional DC/DC.
- L_2 . Reactancia del filtro del convertidor bidireccional DC/DC.
- R_2 . Resistencia inherente de la reactancia del filtro.
- C . Capacitancia empleada en la micro red DC.
- i_L . Intensidad que atraviesa el filtro.
- i_C . Intensidad que atraviesa la capacitancia.

Como en el caso anterior, las variables a controlar son la tensión e intensidad de la reactancia, mientras que el efecto de la carga y la resistencia inherente de la reactancia no se considera en el análisis del modelo matemático.

Como se describe en la sección 2.2.3, el convertidor DC/DC bidireccional puede operar como elevador (Boost), su modelo matemático queda definido en la sección anterior 3.2, o como reductor (Buck), en este último la tensión de la inductancia varía en función de si el interruptor se encuentra cerrado o abierto [84]:

$$Si \quad T_{ON} : \quad V_L = V_E - V_S$$

$$Si \quad T_{OFF} : \quad V_L = -V_S$$

Los tiempos utilizados se definen como:

- T_{ON} . Tiempo en el que el interruptor se mantiene cerrado.
- T_{OFF} . Tiempo en el que el interruptor se mantiene abierto.
- T . Tiempo de operación total del convertidor Boost.

La tensión media del filtro en el tiempo de operación del convertidor se define como:

$$V_L = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{T_{ON}} (V_E - V_S) \cdot dt + \int_{T_{ON}}^{T_{OFF}} (-V_S) \cdot dt \right) = \frac{(V_E - V_S) \cdot T_{ON} + (-V_S) \cdot T_{OFF}}{T} \quad (3.37)$$

Por otro lado, utilizando esta última expresión junto a la ecuación (3.28), que define la tensión del filtro considerando que la inductancia es ideal, y la fórmula (3.30) [84] donde se define la variación de la intensidad en la inductancia durante el tiempo de operación del convertidor (la cual en un modo de conducción continuo será nula), se alcanza la expresión (3.38). De este modo, se define el ciclo de trabajo de un convertidor Buck (orden de encendido y apagado), en función de las tensiones de entrada y salida.

$$D = \frac{V_S}{V_E} \quad (3.38)$$

Cuando el convertidor DC/DC opera en modo Buck en régimen permanente, la intensidad del condensador es nula y por lo tanto, la intensidad que atraviesa la inductancia es (siendo R_E la resistencia equivalente de la entrada):

$$I_L = \frac{V_E}{R_E} \quad (3.39)$$

Empleando las expresiones (3.28), (3.38) y (3.39), se obtiene la expresiones de la intensidad de la inductancia considerando su rizado [84]:

$$i_{L_{max}} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_E}{R_E} + \frac{V_E(1-D)T}{2L_2} = V_E \left[\frac{1}{R_S} + \frac{(1-D)}{2L_2 f_{conv}} \right] \quad (3.40)$$

$$i_{L_{min}} = i_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_E}{R_E} - \frac{V_E(1-D)T}{2L_2} = V_E \left[\frac{1}{R_E} - \frac{(1-D)}{2L_2 f_{conv}} \right] \quad (3.41)$$

Considerando el caso de un rizado inferior de la ecuación (3.41) y que se encuentra en un modo de conducción continua (la intensidad no se anula, $i_{L_{min}} > 0$), se obtiene la mínima inductancia necesaria, considerando la ley de Ohm para la resistencia equivalente de salida del convertidor (R_E) [84]:

$$L_{2min} = \frac{(1-D)V_E^2}{2f_{conv}P_E} \quad (3.42)$$

- D . Ciclo de trabajo que se define en 0 para obtener el máximo valor de rizado.
- V_E . Tensión de la batería (24 V) o del supercondensador (56 V). Ver Apéndice A.
- f_{conv} . Frecuencia de conmutación del convertidor Boost definido en 15 KHz. Ver Apéndice A.

- P_E . Potencia máxima suministrada por el convertidor de la batería (4 kW) o el del supercondensador (2.25 kW). Ver Apéndice A.

En la Figura 3.12 se establece la comparación entre el valor mínimo obtenido cuando el convertidor bidireccional opera en modo elevador (Boost) expresado en la ecuación (3.35) y cuando opera como reductor (Buck), expresado en la ecuación (3.42), tanto para la batería como para el supercondensador. Cumpliéndose en ambos casos:

$$\frac{D(1-D)^2 V_S^2}{2f_{conv} P_S} > \frac{(1-D) V_E^2}{2f_{conv} P_E}$$

Como se observa en la Figura 3.12, el ciclo de trabajo donde se alcanza el punto de máxima operación en modo Boost es 0.33 [84]. La inductancia elegida para el convertidor de la batería, que suministra una potencia máxima de 4 kW cumple:

$$L_2 = 1,5 \cdot L_{2min} = 0,265 \text{ mH}$$

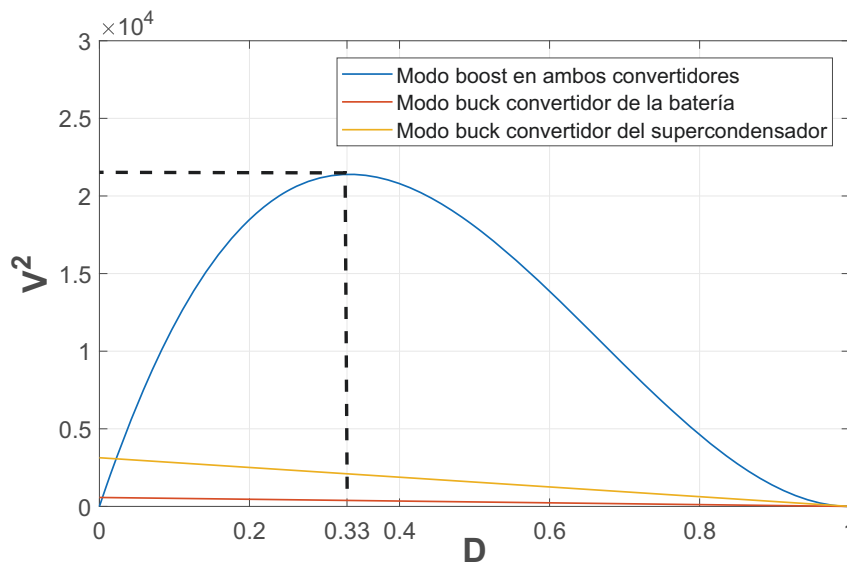


Figura 3.12 Comparación del modo de operación como Boost y Buck del convertidor DC/DC empleado para la batería y el supercondensador.

Mientras que en el caso del convertidor utilizado para el supercondensador que proporciona una potencia máxima de 2.25 kW es de 0.472 mH.

El control del convertidor DC-DC bidireccional se conforma de una serie de bloques anidados, los cuales se presenta en la Figura 3.13, respetando el siguiente código numérico mostrado en esta:

1. Control de la tensión de la micro red DC.
2. Control de la intensidad del convertidor DC-DC bidireccional.
3. Bloque generador de la modulación por ancho de pulso.

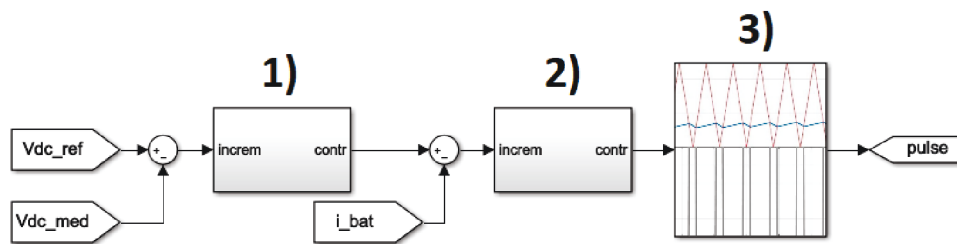


Figura 3.13 Esquema general del control del convertidor DC-DC bidireccional

3.4. Panel fotovoltaico

Como ya se comentó en la sección 2.2.4, la curva característica I-V que relaciona la intensidad con la tensión no es lineal. Por este motivo, para lograr que el panel solar proporcione la máxima potencia activa, se emplea un proceso iterativo, que determina la tensión e intensidad en dicho punto, resumido en la Figura 3.14.

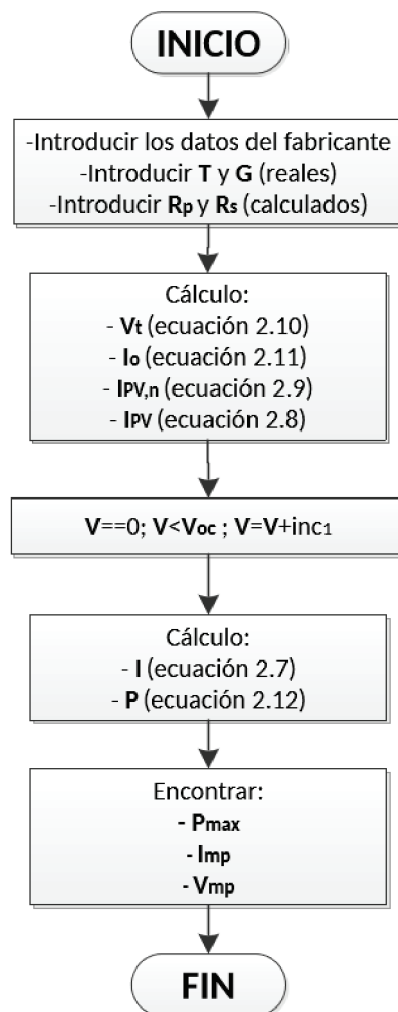


Figura 3.14 Proceso iterativo para obtener P_{max} , V_{mp} e I_{mp}

El bloque implementado en Matlab/Simulink con dicho proceso iterativo se describe en la Figura 3.15.

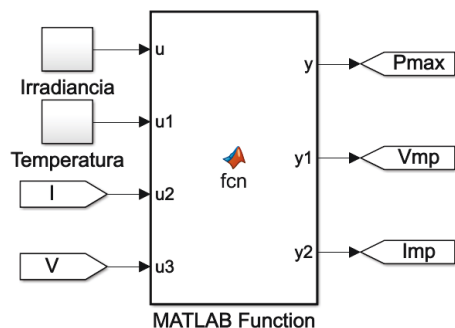


Figura 3.15 Bloque implementado en Matlab/Simulink, para obtener la tensión e intensidad en los que se logra la máxima potencia.

Con la finalidad de aclarar cual es el objetivo del proceso iterativo utilizado se presenta dos ejemplos de estudio, donde se describe el punto obtenido de dicho programa para ambos casos. Los casos de estudio implementados son:

- Caso nominal con una temperatura $25 [^{\circ}C]$ y una irradiancia de $1000 [W/m^2]$. Como se muestra en la Figura 3.16 se obtiene los valores representados en el Apéndice A, proporcionados por el fabricante [63].

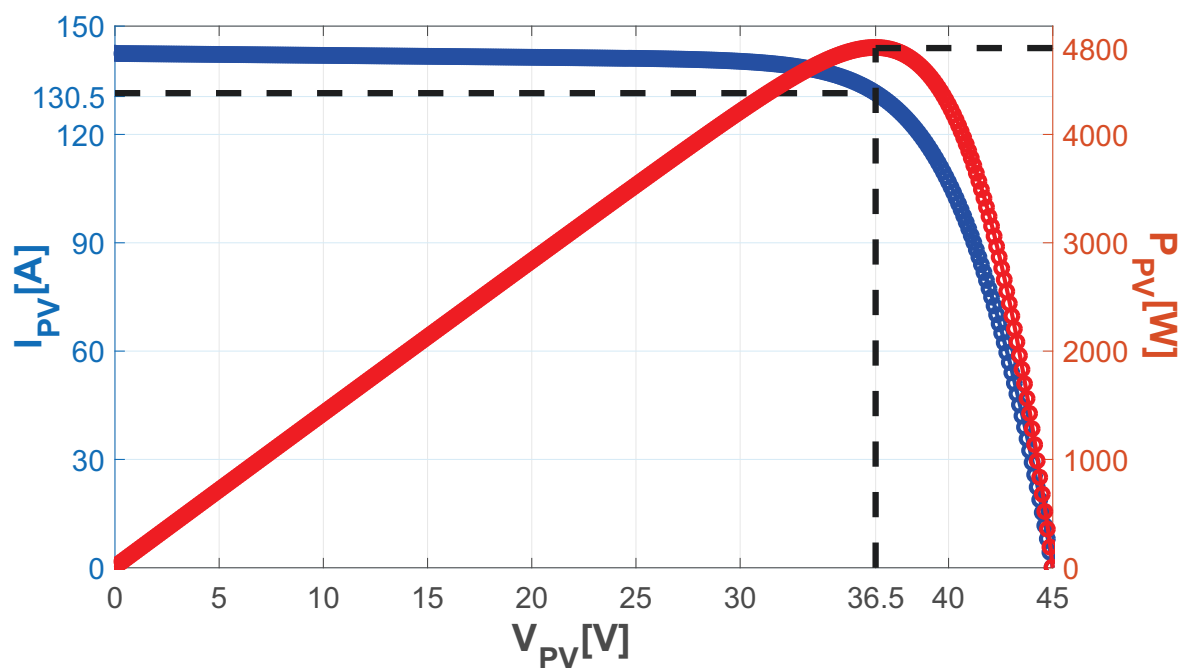


Figura 3.16 Curvas características I-V y P-V, para condiciones nominales.

- Caso aleatorio con una temperatura $30[^\circ C]$ y una irradiancia de $800[W/m^2]$. En este caso la temperatura es superior y por este motivo, se produce un ligero aumento de la tensión en la que se obtiene la máxima potencia. Además, al reducirse la irradiancia, disminuye la máxima potencia que puede entregar el panel solar, como se demuestra en la Figura 3.17.

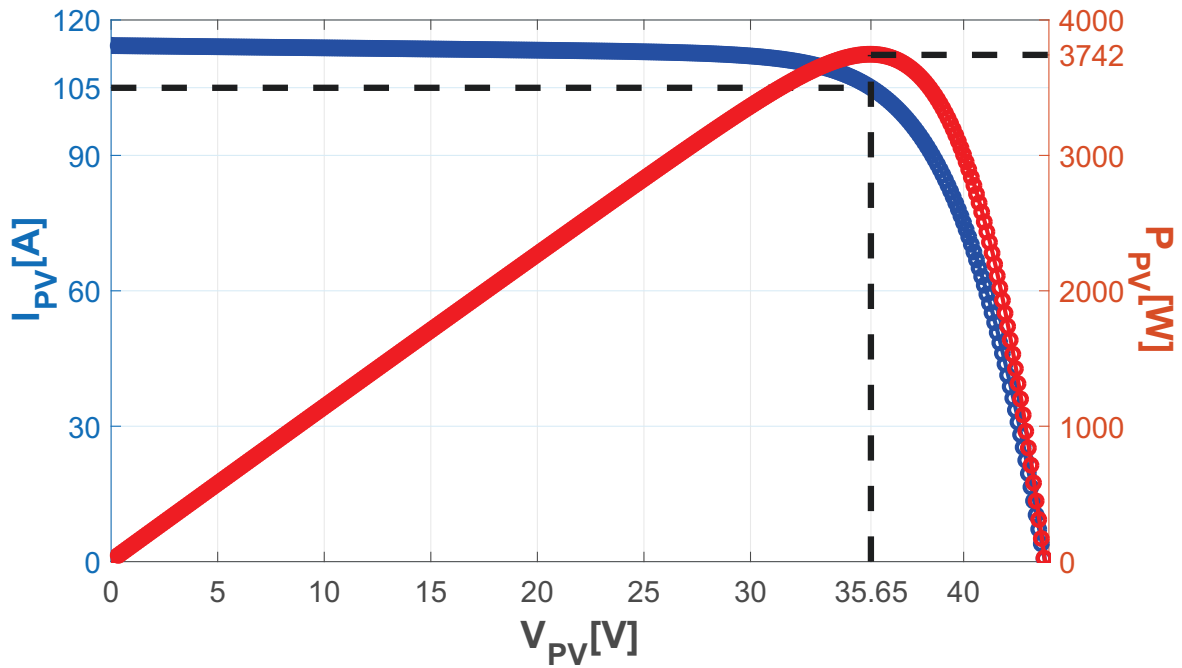


Figura 3.17 Curvas características I-V y P-V, para el segundo caso.

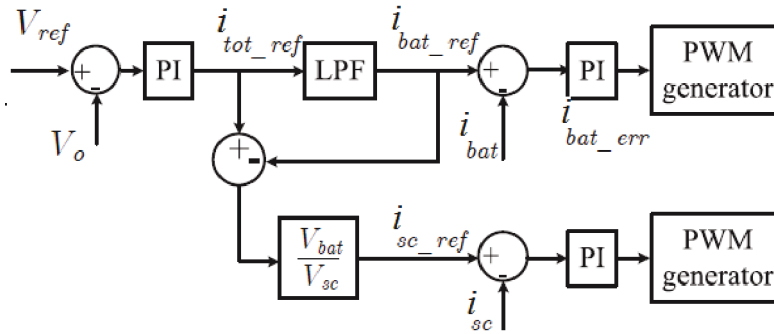
3.5. Dispositivos de almacenamiento

Las características generales del supercondensador y la batería han sido descritas en la sección 2.2.5, mientras que sus valores quedan resumidos en el Apéndice A. Esta sección sirve para describir el control de la operación conjunta de ambos dispositivos de almacenamiento.

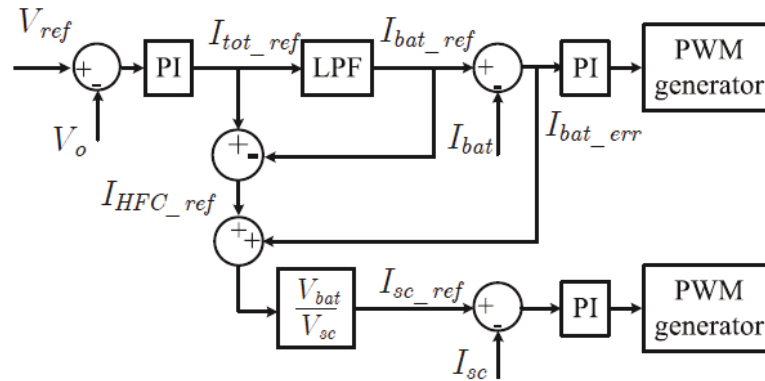
La finalidad del empleo del supercondensador es alargar el ciclo de vida de la batería, reduciendo su deterioro, al no tener que hacer frente a cambios severos a alta frecuencia, como huecos de tensión en la red [69]. Para el análisis matemático se emplea la nomenclatura de la Figura 3.18 [69]:

- V_o . Tensión real de la micro red DC.
- V_{ref} . Tensión de referencia para la micro red DC.
- V_{bat} . Tensión de la batería.
- V_{SC} . Tensión del supercondensador.

- i_{tot_ref} . Intensidad total de referencia de los dispositivos de almacenamiento.
- i_{bat_ref} . Intensidad de referencia de la batería.
- i_{bat} . Intensidad real de la batería.
- i_{SC_ref} . Intensidad de referencia del supercondensador.
- i_{SC} . Intensidad real del supercondensador.



(a) Diagrama de bloques del control convencional de los dispositivos de almacenamiento.



(b) Diagrama de bloques del control alternativo de los dispositivos de almacenamiento.

Figura 3.18 Posibles alternativas de control de los dispositivos de almacenamiento [69][85]

En la Figura 3.18 se presenta dos alternativas de control, el objetivo principal de ambas es mantener constante la tensión nominal de la micro red DC ante perturbaciones. El regulador PI del lazo interno generaría una señal de corrección que definiría la intensidad total de referencia (i_{tot_ref}). Mediante el empleo de un filtro paso bajo (LPF), se determina que los cambios de baja frecuencia de la intensidad serían asumidos por la batería (i_{bat_ref}), mientras que los más severos de elevada frecuencia (i_{HFC_ref}), debidos a contingencias en la micro red, serían subsanados por el supercondensador. Se cumple la siguiente igualdad:

$$i_{tot_ref} = i_{bat_ref} + i_{HFC_ref} \quad (3.43)$$

En el método convencional (ver Figura 3.18 (a)), las variaciones de la intensidad de alta frecuencia ($i_{HFC.ref}$) se corresponde con la intensidad de referencia del supercondensador ($i_{SC.ref}$), una vez aplicada la relación entre tensiones.

Sin embargo, en el método alternativo, que se propone en las referencias [85] [69] (ver Figura 3.18 (b)), se defiende que la baja dinámica de la batería no le permite responder instantáneamente a variaciones de la intensidad, por ello el error de la intensidad de la batería ($i_{bat.err}$) se añade a la intensidad de alta frecuencia ($i_{HFC.ref}$). A dicho resultado se le aplica la relación entre las tensiones del supercondensador y la batería, para obtener la intensidad de referencia del supercondensador ($i_{SC.ref}$), puesto que la intensidad total de referencia ha sido medida en la batería:

$$i_{SC.ref} = (i_{HFC.ref} + i_{bat.err}) \cdot \left(\frac{V_{bat}}{V_{SC}} \right) \quad (3.44)$$

De este modo, tras la actuación de los reguladores PI se determina el orden de encendido y apagado de ambos convertidores direccionales DC/DC. A continuación, se hará una comparación entre los tres modelos posibles para la micro red, los dos propuestos para el empleo del supercondensador como elemento de apoyo y un modelo que emplea exclusivamente la batería. En base a dichos resultados se define cual es el modelo elegido.

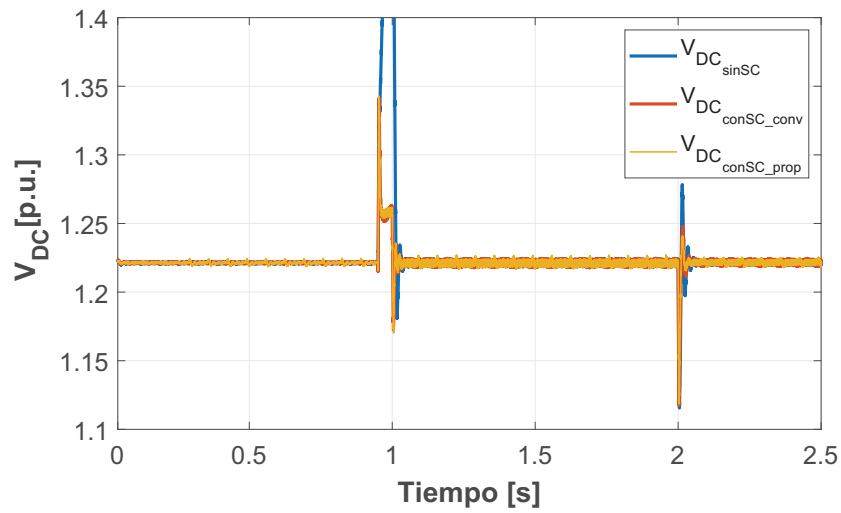
El caso de estudio de la micro red DC aislada descrito en la Tabla 3.2, utiliza valores por unidad atendiendo a los valores bases presentados en el Apéndice A. La potencia generada por el panel solar sufre pérdidas por la actuación del filtro o los semiconductores de los convertidores, es por ello que los valores reales difieren ligeramente de los teóricos.

Tabla 3.2 Características del caso de estudio de la micro red DC aislada.

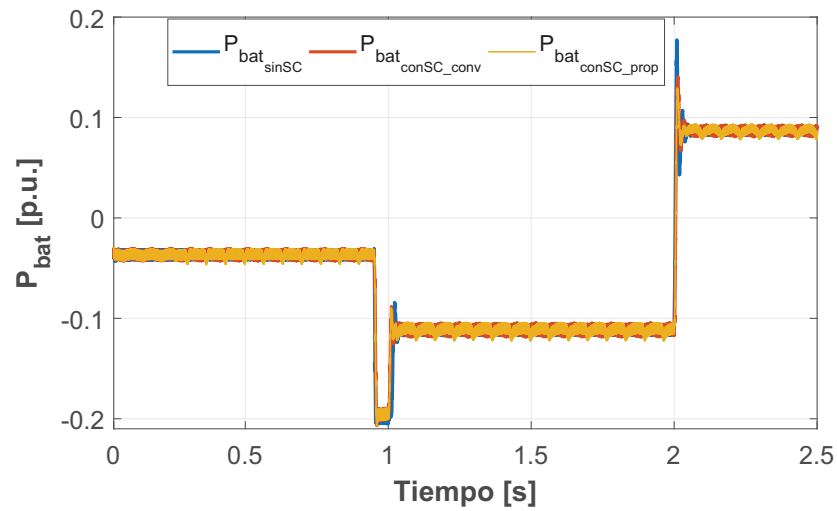
Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 0.95	0.0375	0	-0.0375
0.95 - 1	0.2875	0	- 0.2875
1 - 2	0.25	0.125	- 0.125
2 - 2.5	0.25	0.325	0.075

Como se observa en la Figura 3.19, la actuación de la batería es más eficiente con el empleo del supercondensador. Por un lado, los picos de energía de esta ($P_{bat.conSC}$) ante cambios severos son bastante menos pronunciados (ver Figura 3.19 (b)).

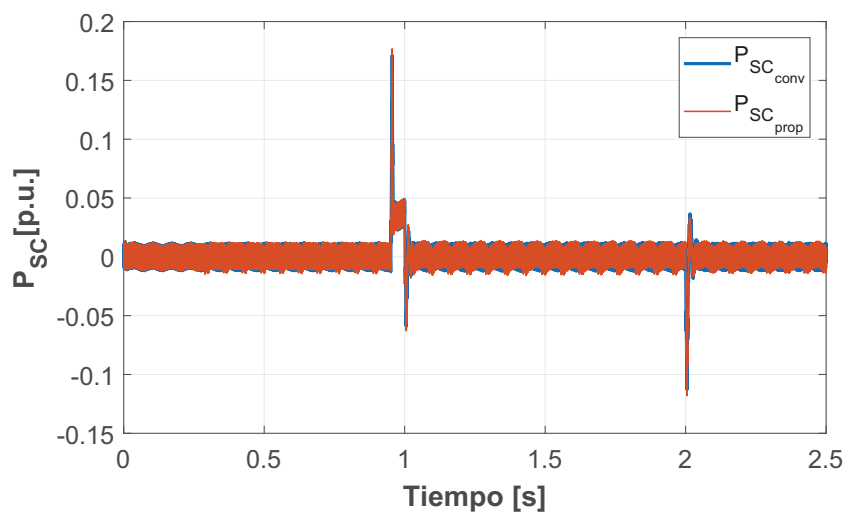
Además si no se utilizará el supercondensador, entre el periodo de 0.95 a 1 segundo, el control de la tensión de continua ($V_{DC_{sinSC}}$) se perdería (ver Figura 3.19 (a)), forzando a actuar al convertidor AC/DC para conectarse a la red general en un margen de actuación muy limitado. Esto se debe a que la batería no puede absorber más de 4 kW (0.2 p.u.), al tratarse de la potencia máxima que puede suministrar su convertidor DC/DC bidireccional (ver Apéndice A), sin el empleo del supercondensador.



(a) Tensión de continua de la micro red DC.



(b) Potencia activa de la batería.



(c) Potencia activa del supercondensador.

Figura 3.19 Comparación de la actuación de los tres tipos de opciones

En los modelos que se emplea el supercondensador, este puede responder durante un período breve de tiempo, asegurando un aumento de la flexibilidad de operación y un ciclo de vida mas prolongado de la batería.

Por otro lado, si se atiende a las Figuras 3.19 (c) ($P_{SC_{conv}}$) y 3.20 ($V_{bat_{conSC_{prop}}}$), se observa que el modelo propuesto en las referencias [85] [69], logra una respuesta ligeramente menos severa de la batería ante contingencias o cambios bruscos en su potencia y tensión. Por otro lado, en señales de baja frecuencia o constantes se genera un pequeño rizado, que se debe a la actuación del supercondensador, que responde continuamente a la señal de error de la intensidad de la batería ($i_{bat_{err}}$). En este caso, al no presentar la batería una dinámica tan lenta la diferencia entre ambos modelos no es pronunciada.

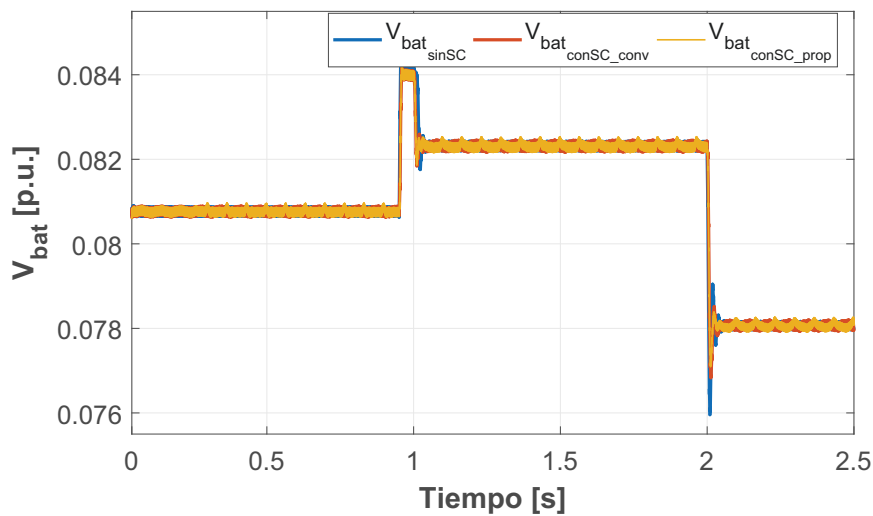


Figura 3.20 Tensión de la batería en las tres opciones.

Cabe destacar que por motivos teóricos, para poder diferenciar mejor ambos modelos no se ha implementado el límite físico del convertidor DC/DC del supercondensador, de una potencia máxima de 2.25 kW (ver Apéndice A). En ese caso, la diferencia de la respuesta de ambas propuestas es casi idéntica en las variaciones de tensión y potencia. Finalmente en las simulaciones que se presentan el Capítulo 4, se emplea el modelo convencional para no presentar ese rizado en las señales que se ha comentado.

3.6. Ajuste de los reguladores PI

En este proyecto se opta por la utilización de reguladores PID para lograr las acciones de control correctas, y responder eficazmente ante diversas contingencias o perturbaciones producidas en la propia micro red DC o en la red general [86] [87]. Estos reguladores pueden constar hasta de tres componentes [88]:

- Término proporcional (P). Se emplea una ganancia en la señal de error, logrando que la acción de control sea más potente y eficiente.

- Término integral (I). Se realizan compensaciones de baja frecuencia para lograr un error estacionario nulo.
- Término derivativo (D). Se realizan compensaciones de alta frecuencia, mejorando la respuesta transitoria.

En distintos artículos [87] [89] se refuta que el término derivativo logre dicha mejora, demostrándose que en muchos casos genera un retraso en las comunicaciones y una respuesta mas lenta. Por este motivo, a fin de evitar dicha lentitud y lograr una respuesta dinámica y eficiente, se ha empleado reguladores PI en el presente proyecto, de acuerdo a las características de las variables principales del sistema. El regulador PI queda representado en la expresión (3.45) [90].

$$G_{PI} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{T_n s + 1}{T_i s} \quad (3.45)$$

Donde:

- k_p : Ganancia proporcional.
- T_i : Constante de acción integral, definida en:

$$T_i = \frac{1}{k_i} \quad (3.46)$$

- T_n : Constante de tiempo del regulador, definida en:

$$T_n = \frac{k_p}{k_i} \quad (3.47)$$

El ajuste de los reguladores del control se ha analizado en el modelo del tiempo continuo logrando de este modo valores aproximados, puesto que el convertidor real opera en el modelo de tiempo discreto, a partir de los pulsos determinados por la acción del control [91]. La ecuación de la planta en lazo abierto se presenta en (3.48)[90].

$$G_{la} = G_{PI} \cdot G_{int} \cdot G_{planta} = \frac{T_n s + 1}{T_i s} \cdot \frac{1}{T_{l_{c_{int}}} s + 1} \cdot \frac{\frac{1}{k}}{\tau_{planta} s + 1} \quad (3.48)$$

Donde:

- $G_{la}(s)$ – Planta en lazo abierto.
- $G_{lc}(s)$ – Planta en lazo cerrado.
- $G_{PI}(s)$ - Regulador PI.
- $G_{int}(s)$ – Lazo interno (dinámica rápida).
- $G_{planta}(s)$ - Sistema a regular (dinámica lenta).

En esta sección se definirá el ajuste de todos los reguladores PI implicados en el control de los distintos dispositivos de la micro red DC. Cabe destacar que los límites físicos presentados en el Apéndice A deben ser incorporados mediante saturadores en el control, que requieren el empleo del antiwindup, tal como se explica en el Apéndice C.

3.6.1. Lazo de intensidad

La técnica de ajuste de los reguladores PI de intensidad utilizados para los lazos de control del convertidor AC/DC, convertidor DC/DC bidireccional y convertidor Boost, es la de la cancelación de la mayor constante de tiempo (Modulus Optimus) [50] [90].

Cabe destacar que la constante de tiempo del lazo más interno correspondiente al convertidor es su periodo de conmutación (τ_{conv}).

La planta del sistema en el lazo de intensidad se define en (3.50), donde se utiliza la relación entre la tensión de salida del convertidor y su intensidad, expresada en (3.49). Dicha expresión emplea el valor total de las inductancias y la resistencias inherentes del filtro expresadas en la Tabla 3.1, en el caso del convertidor AC/DC [80], y se basa en las expresiones (3.10), (3.11) y (3.28).

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (3.49)$$

$$G_{planta} = \frac{\frac{1}{k}}{1 + \tau_{planta}s} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (3.50)$$

La mayor constante de tiempo sería la ecuación de planta, se obtiene la constante de tiempo T_n en la ecuación (3.52), sustituyendo en la fórmula (3.48) la ecuación (3.50).

$$T_{n_I}s + 1 = \frac{L}{R}s + 1 \quad (3.51)$$

$$T_{n_I} = \frac{L}{R}[s] \quad (3.52)$$

A raíz de dicha cancelación se halla la expresión del lazo abierto en (3.53). La ecuación de lazo cerrado expresada en (3.54), se logra a partir de la expresión anterior.

$$G_{la} = \frac{\frac{1}{R}}{T_{i_I}s(1 + \tau_{conv}s)} \quad (3.53)$$

$$G_{lc} = \frac{G_{la}}{1 + G_{la}} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R} + T_{i_I}s \cdot (1 + \tau_{conv}s)} \cong \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R} + T_{i_I}s} = \frac{1}{1 + RT_{i_I}s} \quad (3.54)$$

Se puede considerar que el término $T_{i_I} \tau_{conv} s^2$ puede ser despreciado, porque se trabaja con una frecuencia de conmutación muy elevada, obteniendo la constante de tiempo del lazo cerrado:

$$T_{lc_{int}} = RT_{i_I} [s] \quad (3.55)$$

En el caso de que se considere dicho término, se alcanzaría un sistema de segundo orden (3.56), el cual se puede comparar con la fórmula (3.57), que describe las principales características de dicha respuesta.

$$G_{lc} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R} + T_{i_I} s \cdot (1 + \tau_{conv} s)} = \frac{1}{1 + RT_{i_I} s + RT_{i_I} \tau_{conv} s^2} \quad (3.56)$$

$$G_{lc} = \frac{k}{1 + 2\frac{\varepsilon}{w_o} s + \frac{s^2}{w_o^2}} \quad (3.57)$$

Estableciendo una comparación o igualdad entre los elementos de las ecuaciones (3.56) y (3.57), se extrae el valor correspondiente al parámetro T_{i_I} mediante la resolución de un sistema de ecuaciones:

$$T_{i_I} = \frac{x \cdot \tau_{conv}}{R} \left[\frac{s}{\Omega} \right] \quad (3.58)$$

Donde x determina la dinámica de la respuesta del regulador, sería 2 si se considera que:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Sin embargo, en la práctica por no producir respuestas muy rápidas y excesivamente pronunciadas antes cambios severos de la carga (afecta la frecuencia de conmutación, la frecuencia de resonancia del filtro y la frecuencia de actuación del propio regulador PI [80]), se opta en algunos casos por ralentizar la dinámica del regulador garantizando una respuesta más fiable. Los valores de x experimentales para lograr una buena dinámica de los reguladores PI de intensidad de los distintos dispositivos se resumen en la Tabla 3.3, donde el Convertidor DC/DC bidireccional (1) es el utilizado para la batería y el segundo es el empleado en el caso del supercondensador.

Tabla 3.3 Parámetro x de los reguladores PI de la intensidad.

	Convertidor AC/DC	Convertidor DC/DC (1)	Convertidor DC/DC (2)	Convertidor Boost
Valores de x	10	4	4	2

Las ganancias del término integral y proporcional del regulador de intensidad expresadas en (3.59) y (3.60), se obtienen de los resultados de las ecuaciones (3.52) y (3.58).

$$k_{i_I} = \frac{1}{T_{i_I}} \left[\frac{\Omega}{s} \right] \quad (3.59)$$

$$k_{p_I} = k_{i_I} \cdot T_{n_I} [\Omega] \quad (3.60)$$

Una forma eficaz de comprobar la lógica de los resultados, es realizar un análisis de las unidades, como se muestra en la expresión (3.61), donde la variable de entrada ($E(s)$) es la intensidad y la variable de salida ($U(s)$) es la tensión.

$$U[V] = k_p[\Omega]E[A] + k_{i_I} \left[\frac{\Omega}{s} \right] \int E dt[As] \quad (3.61)$$

Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4 Parámetros del regulador PI de la intensidad.

Dispositivos utilizados	L [mH]	R [mΩ]	τ_{conv} [ms]	T_{i_I} [$\frac{s}{\Omega}$]	T_{n_I} [s]	k_{i_I} [$\frac{\Omega}{s}$]	k_{p_I} [Ω]
Convertidor AC/DC	0.92	83.4	0.22	0.027	0.011	37.49	0.416
Convertidor DC/DC (1)	0.265	13.3	0.067	0.02	0.02	49.82	0.995
Convertidor DC/DC (2)	0.471	23.6	0.067	0.011	0.02	88.57	1.769
Convertidor Boost	0.185	9.3	0.067	0.014	0.02	69.57	1.39

3.6.2. Lazo de tensión eficaz del PCC

El lazo de tensión eficaz del PCC se emplea para mantener la tensión de dicho punto en valores nominales, mediante la inyección de potencia reactiva por parte del convertidor AC/DC, lo que sería óptimo desde el punto de vista del operador porque supone mejorar la calidad de la energía.

Como en el caso del lazo de la intensidad se utiliza el método de ajuste de la cancelación de la mayor constante de tiempo (Modulus Optimus). Dado que el convertidor opera como un compensador de reactiva, se establece la relación entre la variable de entrada (la tensión) y la de salida (la proyección de la intensidad en el eje de cuadratura), utilizando la ley de Ohm, para determinar la impedancia equivalente del sistema (Z_{BASE}) empleada en:

$$G_{IaV_{rms}} = G_{PI_{V_{rms}}} \cdot G_{lc} \cdot G_{planta} = \frac{T_{n_{V_{rms}}} s + 1}{T_{i_{V_{rms}}} s} \cdot \frac{1}{1 + T_{lc_{int}} s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv} s} \cdot Z_{BASE} \quad (3.62)$$

La mayor constante de tiempo en este caso es el lazo cerrado de la intensidad ($T_{lc_{int}}$), expresado en la expresión (3.55), utilizando la constante de tiempo ($T_{n_{V_{rms}}}$) para cancelarla se obtiene la expresión (3.63):

$$T_{n_{V_{rms}}} = T_{lc_{int}} [s] \quad (3.63)$$

Mediante dicha cancelación se simplifica la expresión (3.62), alcanzando la ecuación (3.64).

$$G_{la_{V_{rms}}} = \frac{Z_{BASE}}{T_{i_{V_{rms}}} s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv} s} \quad (3.64)$$

Al operar en frecuencias de conmutación muy elevadas, se obtiene el valor aproximado de la constante de tiempo del lazo cerrado del valor eficaz de la tensión del PCC en (3.66), despreciando $T_{i_{V_{rms}}} \tau_{conv} s^2$.

$$G_{lc_{V_{rms}}} = \frac{G_{la_{V_{rms}}}}{1 + G_{la_{V_{rms}}}} = \frac{Z_{BASE}}{Z_{BASE} + T_{i_{V_{rms}}} s + T_{i_{V_{rms}}} \tau_{conv} s^2} \quad (3.65)$$

$$T_{lc_{V_{rms}}} = \frac{T_{i_{V_{rms}}}}{Z_{BASE}} \quad (3.66)$$

Si se desarrolla la expresión sin simplificaciones y se establece un estudio comparativo con la ecuación definida en (3.57), como ocurría en el caso anterior, se define en la expresión (3.67) la constante $T_{i_{V_{rms}}}$:

$$T_{i_{V_{rms}}} = 2 \cdot \tau_{conv} \cdot Z_{BASE} [\Omega s] \quad (3.67)$$

Se ha considerado:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Las ganancias de las componente integral y proporcional del controlador se calculan en (3.68) y (3.69), utilizando (3.63) y (3.67).

$$k_{i_{V_{rms}}} = \frac{1}{T_{i_{V_{rms}}}} \left[\frac{1}{\Omega s} \right] \quad (3.68)$$

$$k_{p_{V_{rms}}} = k_{i_{V_{rms}}} \cdot T_{n_{V_{rms}}} \left[\frac{1}{\Omega} \right] \quad (3.69)$$

Para demostrar la lógica del análisis formulado se recurre una vez más al estudio de las unidades expresado en (3.70). Donde la variable de entrada ($E(s)$) es la tensión y la de salida ($U(s)$) es la intensidad.

$$U[A] = k_p \left[\frac{1}{\Omega} \right] E[V] + k_i \left[\frac{1}{\Omega s} \right] \int E dt [Vs] \quad (3.70)$$

Tabla 3.5 Parámetros del regulador PI de la tensión eficaz del PCC.

Dispositivo utilizado	Z_{BASE} [Ω]	$T_{lc_{int}}$ [s]	τ_{conv} [ms]	$T_{i_{V_{rms}}}$ [Ωs]	$T_{n_{V_{rms}}}$ [s]	$k_{i_{V_{rms}}}$ [$\frac{1}{\Omega s}$]	$k_{p_{V_{rms}}}$ [$\frac{1}{\Omega}$]
Convertidor AC/DC	2.42	0.002	0.22	0.001	0.002	929.75	2.066

3.6.3. Lazo de potencia activa

El lazo de potencia activa se emplea para simular la máxima potencia de generación del panel solar, atendiendo a características como la temperatura y la irradiancia. Como en los lazos estudiados anteriormente, se emplea el método de la cancelación de la mayor constante de tiempo, estableciendo la relación entre la corriente y la potencia activa a suministrar en (3.71).

$$\frac{P(s)}{I(s)} = U(s) \quad (3.71)$$

La función del lazo abierto de potencia activa (3.72) presenta una estructura semejante al lazo de la tensión eficaz de punto de acople común a la red (PCC), donde el lazo cerrado de la intensidad ($T_{lc_{int}}$) será de nuevo la mayor constante de tiempo.

$$G_{la_P} = G_{PI_P} \cdot G_{lc} \cdot G_{planta} = \frac{T_{n_P}s + 1}{T_{i_P}s} \cdot \frac{1}{1 + T_{lc_{int}}s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv}s} \cdot U \quad (3.72)$$

Para cancelar dicha constante se emplea el cero del regulador T_{n_P} , como se expresa en (3.73) [90] [50]. El lazo abierto de potencia activa presentado en (3.72), se simplifica (ver expresión (3.74)).

$$T_{n_P} = T_{lc_{int}}[s] \quad (3.73)$$

$$G_{la_P} = \frac{U}{T_{i_P}s \cdot (1 + \tau_{conv}s)} \quad (3.74)$$

Como en los casos previos la frecuencia de conmutación es muy alta, se puede ignorar el término $\frac{T_{i_P}}{V}\tau_{conv}s^2$, alcanzando la expresión (3.75), calculando la constante de tiempo del lazo cerrado de potencia activa del panel solar en (3.76).

$$G_{lc_P} = \frac{1}{1 + \frac{T_{i_P}s}{U}} \quad (3.75)$$

$$T_{lc_P} = \frac{T_{i_P}}{U} \quad (3.76)$$

Si no se desprecia dicho término y se desarrolla el correspondiente sistema de ecuaciones, se logra la constante del término integral del lazo de potencia activa (3.77). Considerando que: $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$T_{i_P} = 2 \cdot \tau_{conv} \cdot U[Vs] \quad (3.77)$$

Las ganancias correspondientes al término integral y proporcional del regulador (3.78) y (3.79), se obtienen a partir de las ecuaciones (3.73) y (3.77):

$$k_{i_P} = \frac{1}{T_{i_P}} \left[\frac{1}{V s} \right] \quad (3.78)$$

$$k_{p_P} = k_{i_P} \cdot T_{n_P} \left[\frac{1}{V} \right] \quad (3.79)$$

Finalmente mediante el análisis de las unidades de la ecuación (3.80), se demuestra los cálculos planteados en esta sección y la lógica de los planteamientos presentados. La variable de entrada ($E(s)$) se trata de la potencia activa inyectada y la variable de salida ($U(s)$) es la intensidad, de este modo quedaría:

$$U[A] = k_p \left[\frac{1}{V} \right] E[VA] + k_{i_P} \left[\frac{1}{V s} \right] \int E dt [VA s] \quad (3.80)$$

Tabla 3.6 Parámetros del regulador PI de la potencia activa.

Dispositivo utilizado	U [V]	$T_{lc_{int}}$ [ms]	τ_{conv} [ms]	T_{i_P} [Vs]	T_{n_P} [ms]	k_{i_P} [$\frac{1}{Vs}$]	k_{p_P} [$\frac{1}{V}$]
Convertidor Boost	36.52	0.133	0.067	0.005	0.13	205.35	0.027

3.6.4. Lazo de tensión de la micro red DC

El objetivo del lazo de control de la tensión de la micro red DC, es mantenerla constante frente a perturbaciones o variaciones de energía en los distintos agentes involucrados.

El dispositivo encargado de dicha función depende del nivel de operación (ver sección 2.1.2). En el primer nivel la batería, a través de su convertidor bidireccional DC/DC, regula la tensión de la micro red DC, mientras que el convertidor AC/DC se encarga en el segundo nivel, cuando la micro red DC está conectada a la red general. Por último, el panel solar es el responsable en el nivel 3, a través del convertidor elevador de continua.

La ecuación de planta (3.82) relaciona la tensión de la micro red DC (V_{DC}), que es la entrada y la componente directa de la intensidad (i_d), en el caso del convertidor AC/DC o la intensidad en el convertidor DC/DC, que son las salidas. Cabe destacar que solo se emplea un dispositivo para regular la tensión de la etapa de continua, en cada nivel de operación. La expresión del control del lazo abierto de continua se expresa en (3.81).

$$G_{la_{V_{DC}}} = G_{PI_{V_{DC}}} \cdot G_{lc} \cdot G_{planta} = \frac{T_{n_{V_{DC}}} s + 1}{T_{i_{V_{DC}}} s} \cdot \frac{1}{1 + T_{lc_{int}} s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv} s} \cdot G_{planta} \quad (3.81)$$

$$I_c = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (3.82)$$

Como se comentó anteriormente el modelo del tiempo empleado es continuo y se alcanza la ecuación (3.83), aplicando la transformada de Laplace a (3.82).

$$I_c(s) = CsV_{DC}(s) \quad (3.83)$$

Se utiliza la expresión previa para calcular la ecuación de la planta en (3.84). En la que se define que la constante de planta es el condensador empleado para mantener la tensión en la micro red DC.

$$G_{planta} = \frac{V_{DC}(s)}{I_c(s)} = \frac{1}{Cs} \quad (3.84)$$

Debido a la existencia de dos polos en el origen y que la constante de planta es elevada, se utiliza el método del óptimo simétrico en este caso, a diferencia de los anteriores [92]. Esto se debe a que como consecuencia de las características comentadas, se alcanza resultados o respuestas óptimas frente a perturbaciones en la variable controlada, que se trataría de la tensión del lado de continua (V_{DC}) [90].

$$G_{lav_{DC}} = \frac{T_{nv_{DC}}s + 1}{T_{iv_{DC}}s} \cdot \frac{1}{Cs} \quad (3.85)$$

Atendiendo al diagrama de Bode de su función de transferencia, se observa que a bajas frecuencias la magnitud de la función es casi nula [92]. En este caso, se opera a una frecuencia fundamental de 50 Hz, por lo tanto en la frecuencia de cruce (w_c) se cumpliría la igualdad mostrada en la expresión (3.86), definiendo dicha frecuencia de corte en la fórmula (3.87).

$$\left| G_{lav_{DC}}(s = jw_c) \right| = 1 = \frac{|T_{nv_{DC}} + 1|}{|T_{iv_{DC}}|} \cdot \frac{1}{|Cjw_c|} \cong \frac{T_{nv_{DC}}}{T_{iv_{DC}}Cjw_c} \quad (3.86)$$

$$w_c = \frac{T_{nv_{DC}}}{T_{iv_{DC}}C} \quad (3.87)$$

La respuesta en frecuencia es simétrica y el mayor margen de fase se da en la frecuencia de cruce [90], cumpliéndose la condición de la ecuación (3.88).

$$\frac{2}{T_{nv_{DC}}} = w_c = \frac{1}{2T_{lc_{int}}} \quad (3.88)$$

A partir de (3.88) y (3.89), se deducen las constantes (3.90) y (3.91).

$$\frac{2}{T_{nv_{DC}}} = w_c = \frac{T_{nv_{DC}}}{T_{nv_{DC}}C} \quad (3.89)$$

$$T_{nv_{DC}} = 4T_{lc_{int}}[s] \quad (3.90)$$

$$T_{i_{V_{DC}}} = \frac{T_{n_{V_{DC}}}^2}{2C} = \frac{8T_{l_{c_{int}}}^2}{C} [s \cdot \Omega] \quad (3.91)$$

Las componentes directa e integral del regulador PI de continua (3.92) y (3.93) se obtienen a partir de las constantes.

$$k_{i_{V_{DC}}} = \frac{1}{T_{i_{V_{DC}}}} \left[\frac{1}{s \cdot \Omega} \right] \quad (3.92)$$

$$k_{p_{V_{DC}}} = k_{i_{V_{DC}}} \cdot T_{n_{V_{DC}}} \left[\frac{1}{\Omega} \right] \quad (3.93)$$

Como en casos anteriores se valida con un análisis de las unidades en (3.94), donde la variable de entrada (E(s)) es la tensión de la micro red DC y la de salida (U(s)) es la intensidad del condensador. En la Tabla 3.7 se presenta los valores obtenidos para el convertidor AC/DC, el convertidor DC/DC de la batería y el convertidor Boost del panel solar.

$$U[A] = k_p \left[\frac{1}{\Omega} \right] E[V] + k_{i_i} \left[\frac{1}{\Omega s} \right] \int E dt [Vs] \quad (3.94)$$

Tabla 3.7 Parámetros del regulador PI de la tensión de la micro red DC.

Dispositivos utilizados	C [μF]	$T_{l_{c_{int}}}$ [ms]	τ_{conv} [ms]	$T_{i_{V_{DC}}}$ [Ωs]	$T_{n_{V_{DC}}}$ [ms]	$k_{i_{V_{DC}}}$ [$\frac{1}{\Omega s}$]	$k_{p_{V_{DC}}}$ [$\frac{1}{\Omega}$]
Convertidor AC/DC	591.9	2.2	0.22	0.067	8.9	14.98	0.133
Convertidor DC/DC (1)	591.9	0.27	0.067	0.001	1.1	1040.4	1.11
Convertidor Boost	591.9	0.135	0.067	0.0002	0.55	4161.8	2.22

Capítulo 4

Resultados de la Simulación

El objetivo de este proyecto es demostrar la flexibilidad y capacidad de la micro red DC para asegurar el suministro de la demanda, mediante la estrategia de control descrita en la sección 2.1.2. El programa empleado para el análisis es Matlab/ Simulink.

Se analiza los casos más críticos y se describe la interacción entre los componentes de la micro red, para ofrecer una solución efectiva a dichas contingencias. El modelo general implementado se presenta en la Figura 4.1.

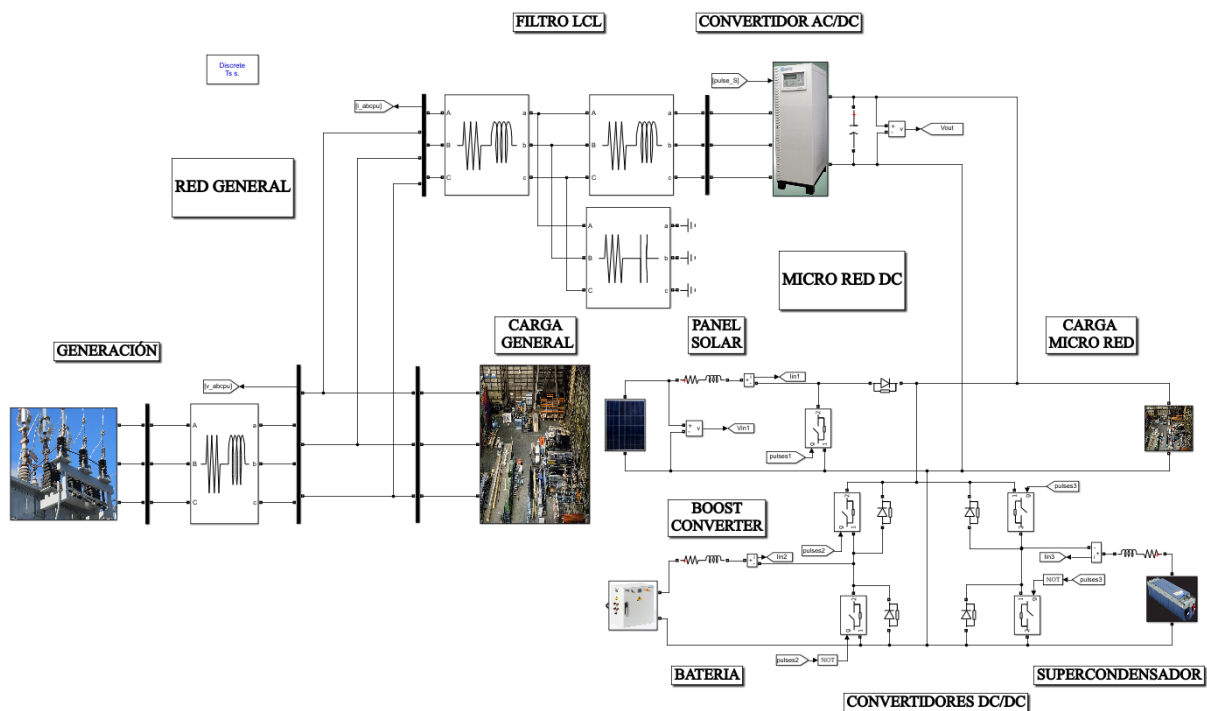


Figura 4.1 Esquema general implementado en Simulink.

4.1. Primer nivel de operación

En el primer nivel de operación la micro red DC opera en modo aislado, sin recibir o proporcionar potencia activa o real a la red. Como se muestra en la Figura 4.2, la batería apoyada por el supercondensador equilibra la diferencia de energía entre el panel solar y la carga conectada.

Mientras que en el caso del convertidor AC/DC se observa que no proporciona ni recibe energía de la micro red DC, pero si que interacciona con la red general, actuando como compensador de reactiva para mejorar la calidad de la energía, como se analizará posteriormente.

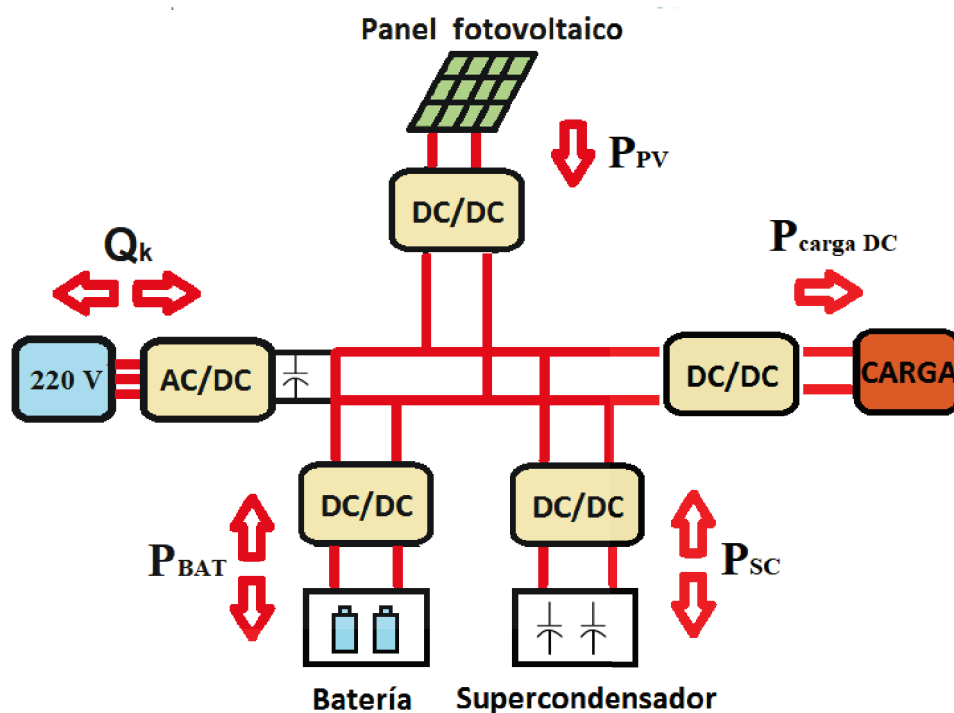


Figura 4.2 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

El caso de estudio se corresponde al periodo señalado en la Figura 4.3, sin embargo debido a la carga computacional en Matlab/Simulink, el estudio no es tan prolongado.

Por este motivo, se decide exagerar ligeramente los valores asignados a la carga en el intervalo de 15 segundos, puesto que como se observa en dicha imagen, la potencia consumida varía 400 W en un tiempo aproximado de 3 minutos, con una generación casi constante. De este modo se logra mostrar como operaría la red en este intervalo de tiempo, con una simulación mas reducida.

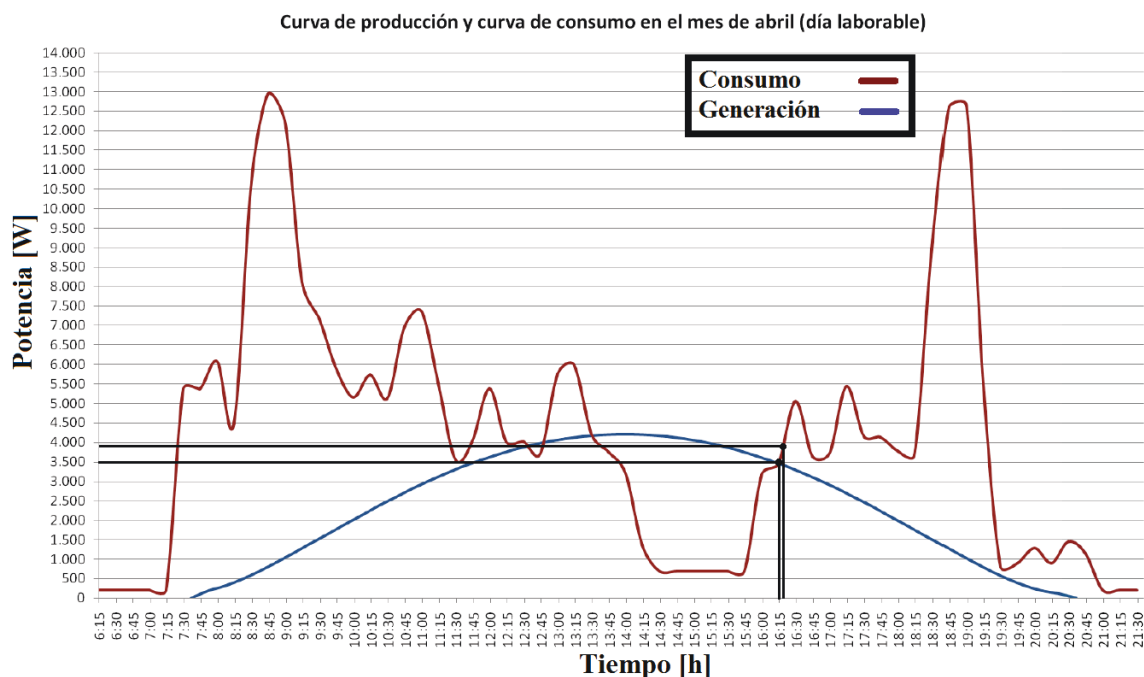


Figura 4.3 Punto de estudio elegido.

Las potencia de generación del panel solar y la de consumo de la carga conectada a la micro red DC, se resumen en la Tabla 4.1, de acuerdo al caso de estudio mostrado en la Figura 4.3.

Tabla 4.1 Estudio del primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	3520	3500	20
5 - 10	3380	3700	-320
10 - 15	3240	3900	-660

Cabe precisar que por claridad los resultados de las simulaciones se presentan en valores por unidad, de acuerdo a los valores bases definidos (ver Apéndice B). Por este motivo, se presenta también las tablas con los valores de las potencias en por unidad, para facilitar su interpretación.

Tabla 4.2 Estudio del primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.176	0.175	0.001
5 - 10	0.169	0.185	-0.016
10 - 15	0.162	0.195	-0.033

En este nivel de operación no se requiere potencia real (P_k) por parte de la red, aunque si se proporciona potencia reactiva (Q_k) a esta, para compensar el carácter inductivo de la carga general conectada, que tiende a producir una caída de la tensión del punto de conexión común (PCC). Las características de la potencia reactiva de la carga general implementada se resumen en las Tablas 4.3 y 4.4.

Tabla 4.3 Estudio del primer nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	0 - 5	5 - 10	10 - 15
Potencia reactiva consumida [VAr]	2000	3000	4000

Tabla 4.4 Estudio del primer nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	0 - 5	5 - 10	10 - 15
Potencia reactiva consumida [p.u.]	0.1	0.15	0.2

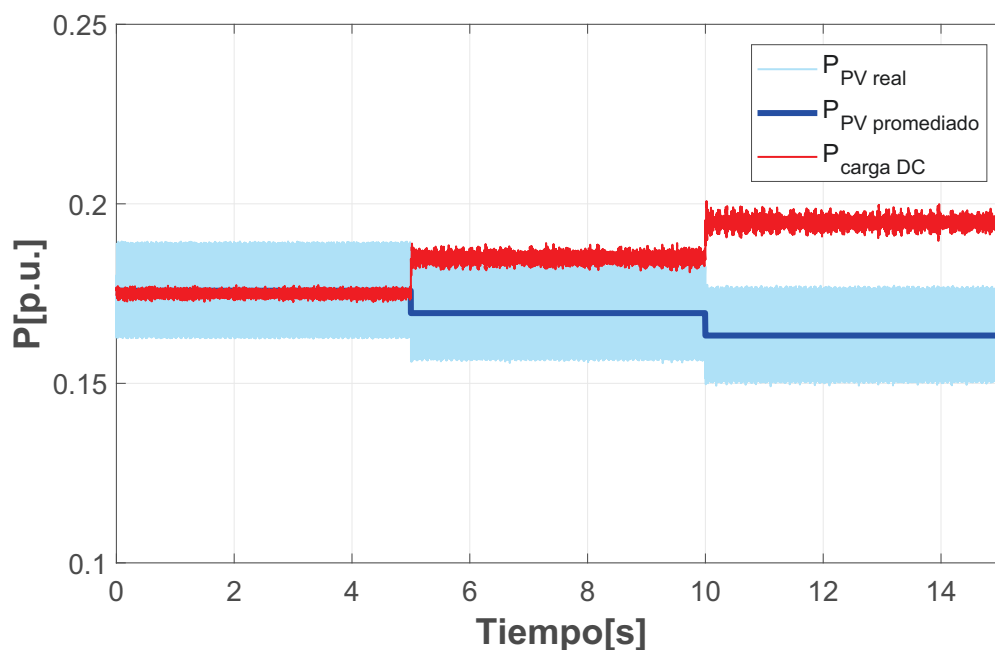


Figura 4.4 Potencia demandada y generada en la micro red DC.

En la Figura 4.4 se representa la potencia demandada por los dispositivos conectados a la micro red DC y la potencia generada por el panel fotovoltaico, el cual inicialmente se ha simulado a una temperatura de 25 °C y una irradiancia de 736 W/m², que se reduce paulatinamente a los 5 y 10 segundos.

Ambas respuestas presentan una ligera perturbación como consecuencia de los armónicos que no se logran filtrar, porque son muy próximos a la frecuencia fundamental. Se ofrece el valor promediado de la potencia generada por el panel solar, para que se observe claramente la diferencia de energía, que produce el descenso y desequilibrio de la tensión de la micro red DC (V_{DC}).

Como se muestra en la Figura 4.5, la batería se encarga de proporcionar dicha diferencia de energía, logrando de este modo cumplir su función como nudo de referencia de mantener la tensión de continua en su valor nominal, tal como se analizó en la sección 2.1.2.

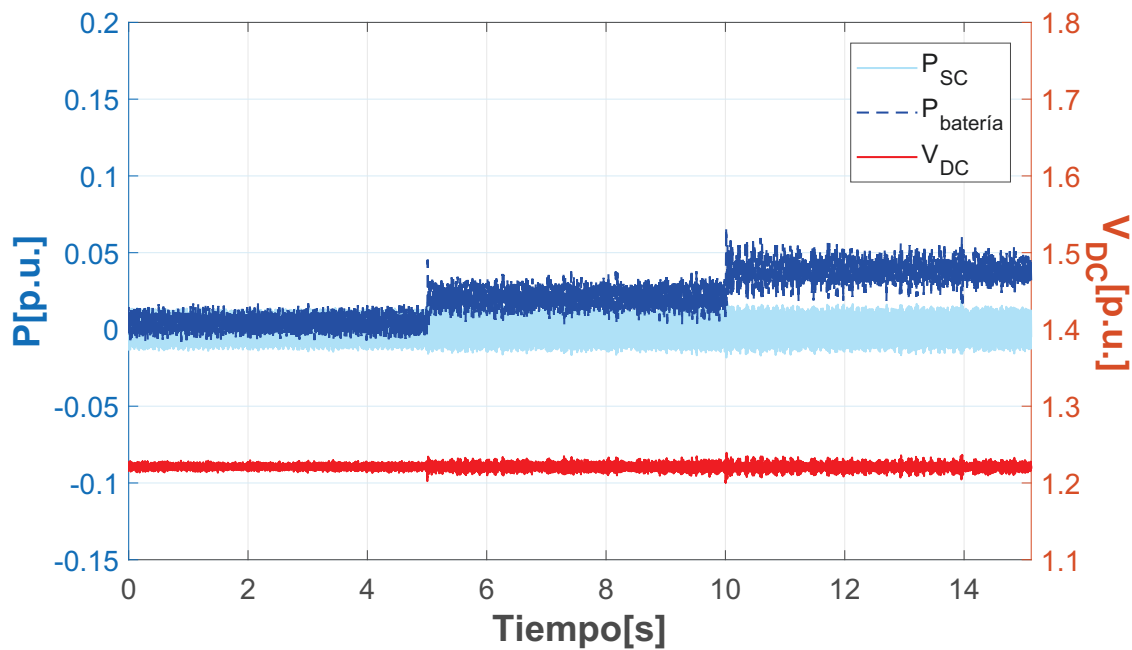


Figura 4.5 Potencia de los dispositivos de almacenamiento para equilibrar la tensión de la micro red DC.

Cabe destacar que la batería debe proporcionar una energía ligeramente superior, para poder compensar las pérdidas que se producen en los convertidores DC/DC bidireccionales y el convertidor Boost empleados. Dicha potencia adicional es mínima, como resultado del dimensionamiento estudiado en las secciones 3.2 y 3.3.

Por último, es significativo destacar que la potencia del supercondensador se mantiene en un valor nulo debido a que los cambios en la potencias de generación y consumo, no son excesivamente pronunciados. De este modo, la batería puede responder eficazmente, al no requerirse una elevada densidad energética, tal y como se definió en el punto 3.5.

En la Figura 4.6 se visualiza la actuación del convertidor AC/DC, que sirve de interfaz entre la micro red DC y la red general. En dicha visualización queda demostrado que puede emplearse dicho convertidor como compensador de reactiva para lograr mantener la tensión del PCC (V_k) en su valor nominal.

Tres detalles relevantes a remarcar de la Figura 4.6 son:

- Las potencias mostradas no son las proporcionadas originalmente por el convertidor AC/DC (P_{vR} y Q_{vR}), sino la proporción de energía que llega a la red (P_k y Q_k), tras la actuación del filtro LCL estudiado en la sección 3.1.3.
- La perturbación tanto en las potencias como en la tensión del PCC es muy pequeña, producto de un correcto dimensionamiento del filtro LCL, logrando una actuación eficaz y pocas pérdidas.
- Si el objetivo fuese obtener un factor de potencia unitario, bastaría con proporcionar la energía reactiva que consume la carga inductiva conectada a la red, pero la propia caída de la tensión en la transmisión, provoca que se requiera una inyección adicional de potencia reactiva a la red, para mantenerla en su valor nominal.

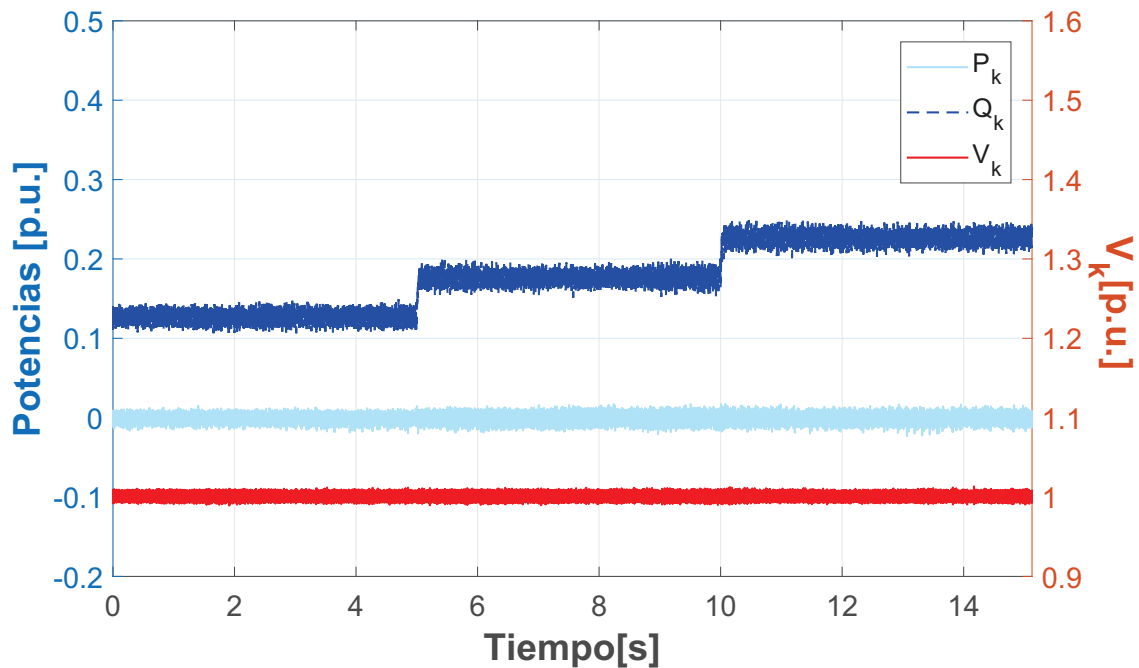


Figura 4.6 Potencias suministradas por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.

El convertidor AC/DC logra mantener la tensión del PCC en su valor nominal, porque se sitúa dentro del rango de operación normal. Como se observa en la Figura 4.7 el índice de modulación, que define la tensión del convertidor (V_{vR}), no alcanza en ningún momento el máximo valor permitido de 0.95. Cabe aclarar que cuando el convertidor solo proporciona potencia reactiva, este límite es más restrictivo que el de la intensidad (ver Figura 2.8).

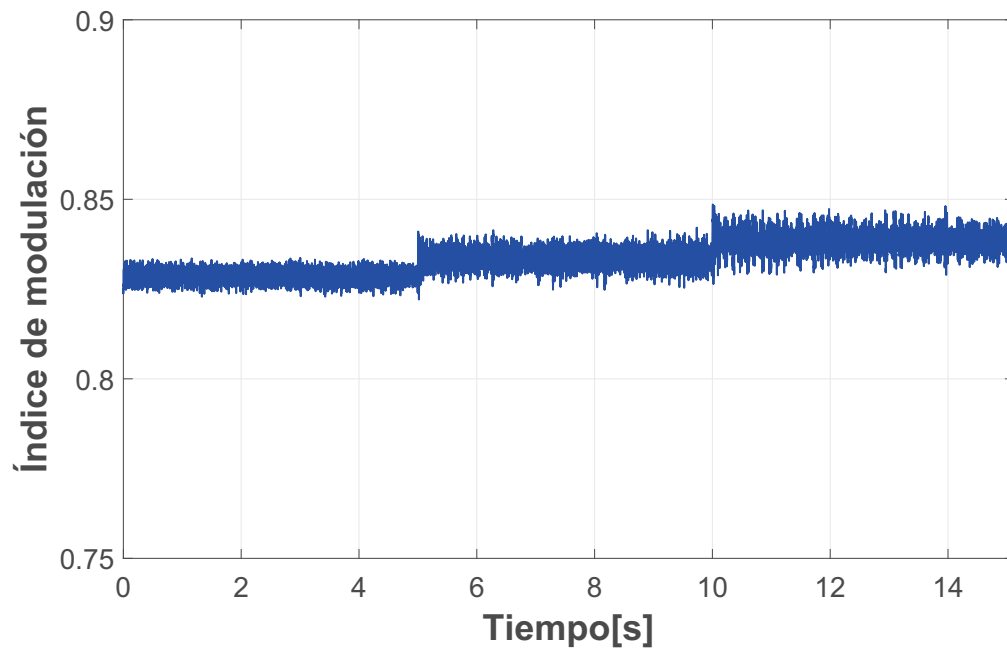


Figura 4.7 Índice de modulación del convertidor AC/DC.

4.1.1. Caso crítico A

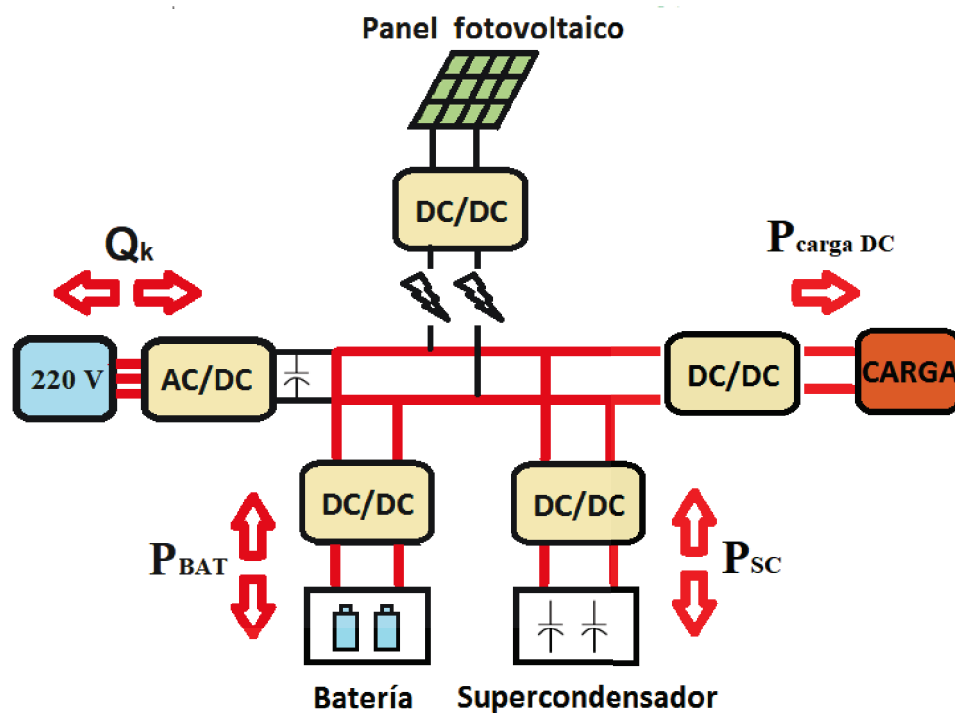


Figura 4.8 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

El primer caso crítico que se estudia en este nivel de operación es un error que provoca la desconexión del panel fotovoltaico del resto de la micro red o en su defecto dicho dispositivo deja de operar. Como se describe en la Figura 4.8, la actuación del resto de dispositivos es idéntica al caso general. Las variaciones de las potencias de generación y de consumo respecto al caso original quedan resumidas en las Tablas 4.5 y 4.6.

Tabla 4.5 Caso de estudio crítico A en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	3520	3500	20
5 - 10	0	3700	-3700
10 - 15	0	3900	-3900

Tabla 4.6 Caso de estudio crítico A en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.176	0.175	0.001
5 - 10	0	0.185	-0.185
10 - 15	0	0.195	-0.195

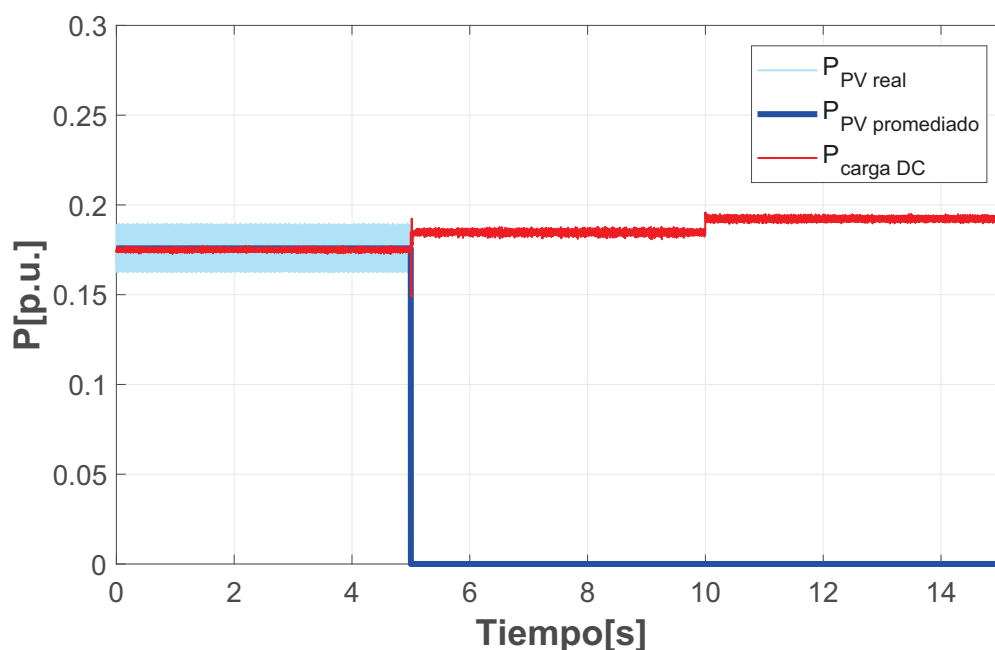


Figura 4.9 Potencia demandada y generada en la micro red DC.

En los primeros cinco segundos, las actuaciones de los dispositivos involucrados en la micro red DC, se corresponden a las del caso original. A partir de dicho instante como se observa en la Figura 4.9, el panel solar deja de proporcionar energía, mientras que la carga conectada a la micro red DC sigue consumiendo energía.

Ante dicha situación como se observa en la Figura 4.10, la batería proporciona toda la energía demandada por la carga y las pérdidas que se producen en los filtros empleados en la micro red. Se presentan una serie de detalles relevantes en la Figura 4.10:

- La desconexión del panel solar produce una caída de energía muy pronunciada que se traduce en una severa caída de la tensión de la micro red DC (V_{DC}). Para mantener dicha tensión en su valor nominal, se requiere la respuesta de la batería, la cual no presenta una elevada densidad energética. Como se analizó en la sección 3.5, es el supercondensador el que responde en dicho instante, alargando de este modo el ciclo de vida de la batería.
- Debido a las pérdidas por conmutación, la batería supera el máximo valor permitido de la intensidad de convertidor DC/DC bidireccional (ver Anexo A). Así pues, el supercondensador proporciona una pequeña energía adicional de apoyo, manteniendo la tensión de continua en un valor lógico. Sin embargo dicha tensión es algo inferior a la nominal, esto se debe a que el supercondensador no puede proporcionar una energía considerable durante un tiempo prolongado, por eso el control intenta reducir ese aporte.
- Para representar los límites reales de los convertidores en el control, se han utilizado saturaciones y sus correspondientes anti-windup (ver Anexo C).

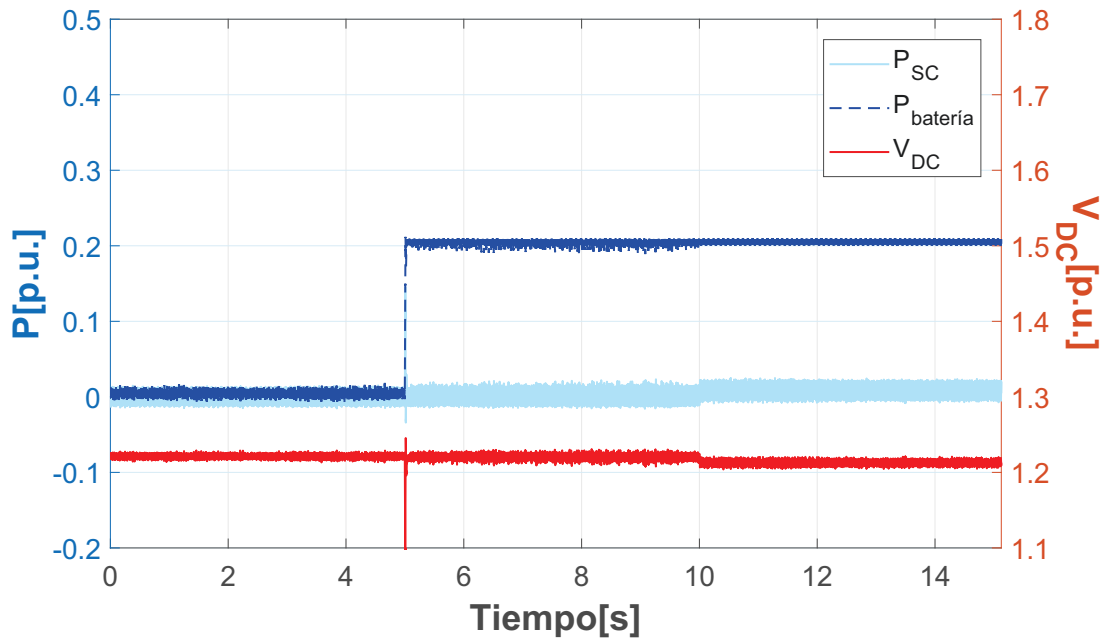


Figura 4.10 Potencia de los dispositivos de almacenamiento para equilibrar la tensión de la micro red DC.

En este nivel de operación como se demuestra en la Figura 4.11, la desconexión del panel solar no varía la actuación del convertidor AC/DC respecto al caso original, el cual sigue operando como un compensador de reactiva. De este modo, se demuestra que ante dicha contingencia se mantiene el nivel de la tensión del PCC en su valor nominal.

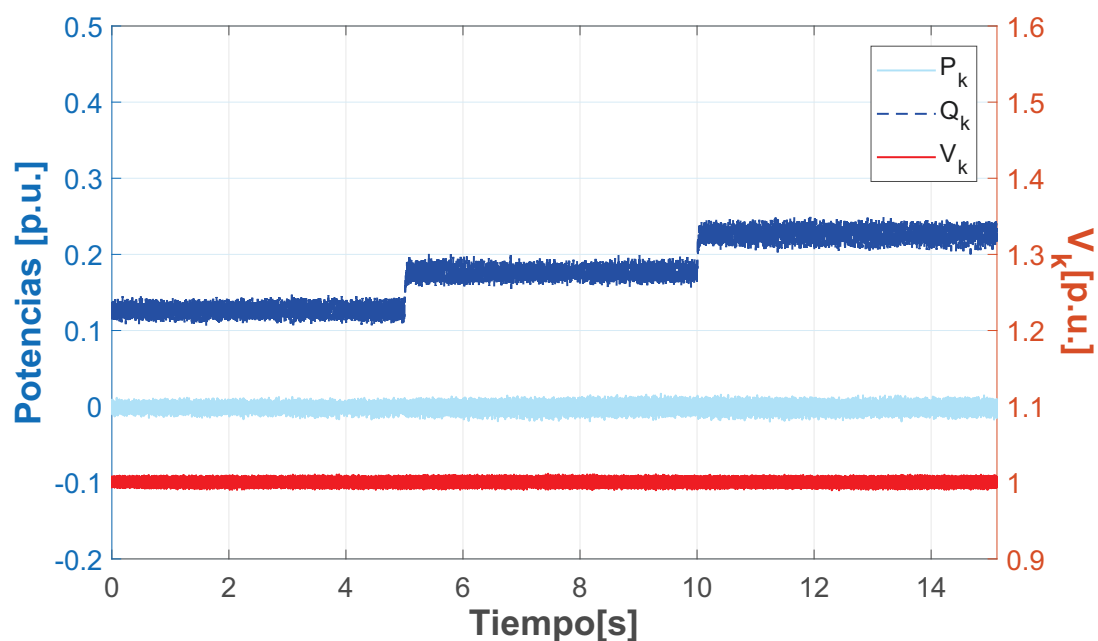


Figura 4.11 Potencias suministradas por el convertidor AC/DC a la red.

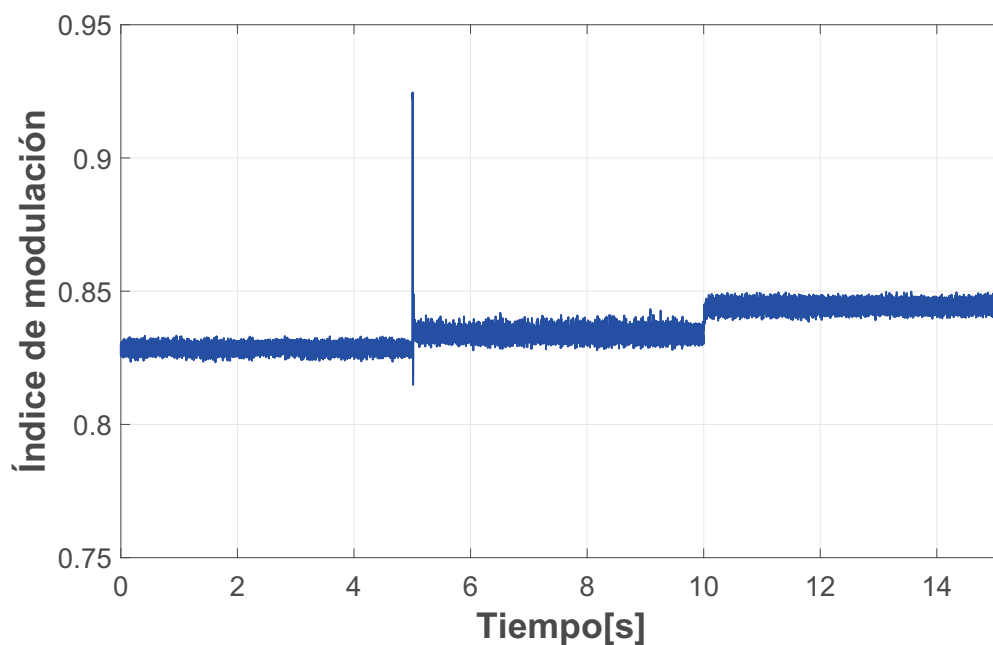


Figura 4.12 Índice de modulación del convertidor AC/DC.

La caída de la tensión de continua provoca una subida del índice de modulación tal como se presenta en la Figura 4.12, la cual no es pronunciada por la rápida actuación de los dispositivos de almacenamiento y sus convertidores.

4.1.2. Caso crítico B

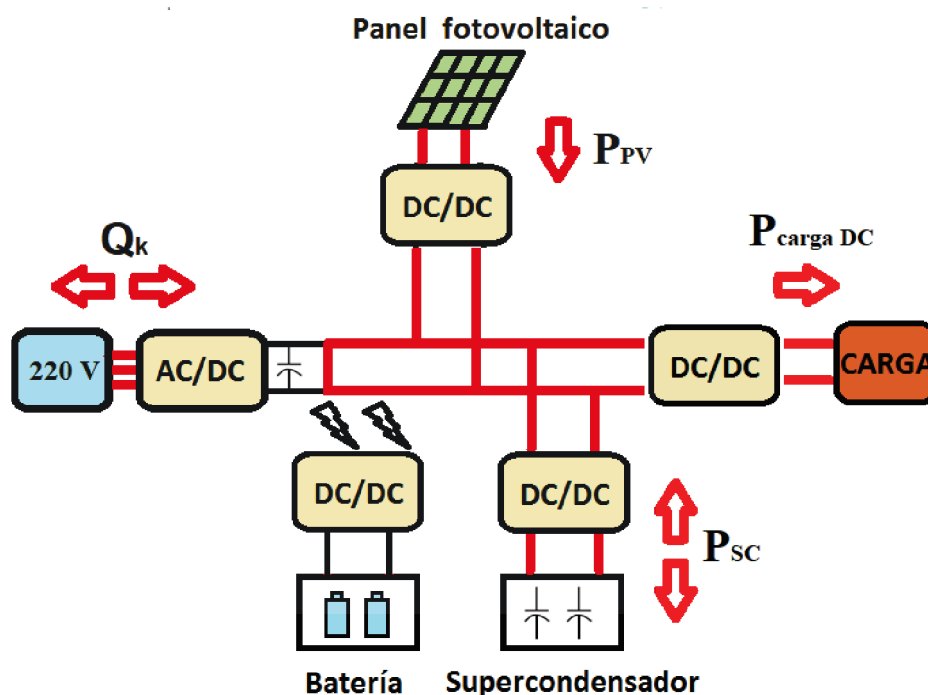


Figura 4.13 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

Es el caso más crítico que puede darse en el primer nivel de operación, la batería se desconecta y deja de ser el nudo de referencia que mantiene la tensión de la micro red DC en su valor nominal, tal como se muestra en la Figura 4.13. Dicha situación en la mayoría de casos desembocaría en la entrada del segundo nivel de operación.

No obstante, si la diferencia entre generación y demanda no es pronunciada, el supercondensador puede actuar como nudo de referencia en un periodo de tiempo corto, facilitando la actuación del convertidor AC/DC y la conexión a la red general.

En este caso de estudio, cabe precisar que no se pueden extrapolar los resultados de la simulación de 15 segundos a un tiempo de estudio más prolongado de minutos, porque el supercondensador no está preparado para dar una respuesta tan prolongada.

Como se resume en las Tablas 4.7 y 4.8 y se presenta en la Figura 4.14, las potencias de generación y demanda se corresponden a las del caso original.

Tabla 4.7 Caso de estudio crítico B en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

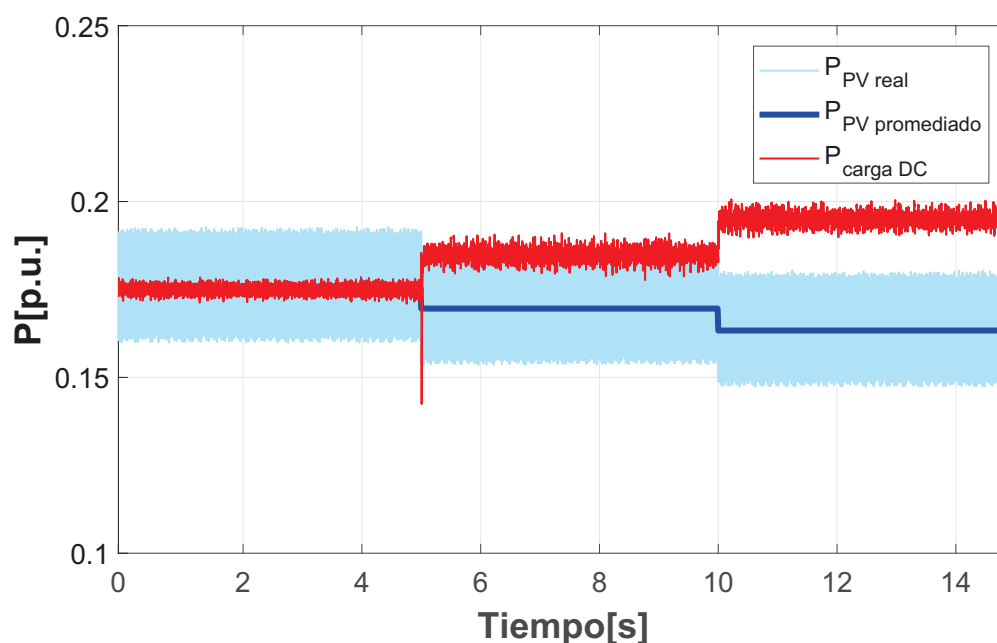
Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	3520	3500	20
5 - 10	3380	3700	-320
10 - 15	3240	3900	-660

Tabla 4.8 Caso de estudio crítico B en el primer nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.176	0.175	0.001
5 - 10	0.169	0.185	-0.016
10 - 15	0.162	0.195	-0.033

No obstante, en la Figura 4.14 se observa que la potencia demandada presenta una mayor perturbación respecto a la del caso original, debido a que la variación de la tensión de continua es ligeramente superior, como se muestra en la Figura 4.15.

En esta imagen, por otro lado se puede comprobar que ante la desconexión de la batería en el segundo 5, el supercondensador mantiene eficazmente la tensión de la micro red DC en su valor nominal.

**Figura 4.14** Potencia demandada y generada en la micro red DC.

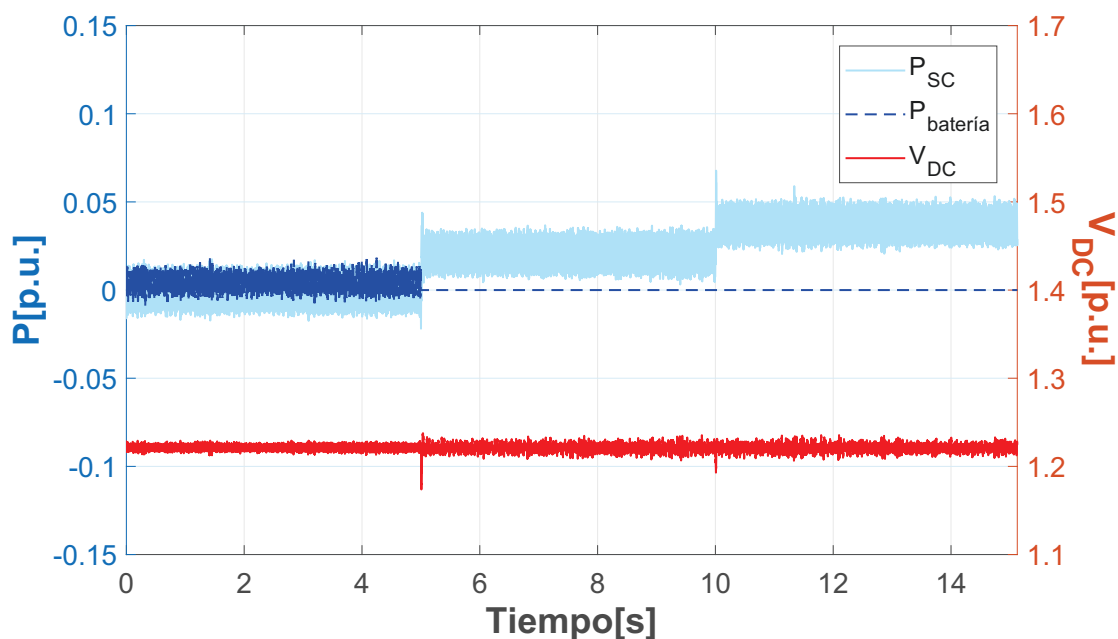


Figura 4.15 Potencia del supercondensador tras la desconexión de la batería, para equilibrar la tensión de la micro red DC.

Aunque la energía proporcionada no es elevada, la tensión del supercondensador se reduce rápidamente en los últimos 5 segundos, como se observa en la Figura 4.16. Se comprueba que dicho dispositivo no puede operar como nudo de referencia un tiempo prolongado, entrando el control en el segundo nivel de operación.

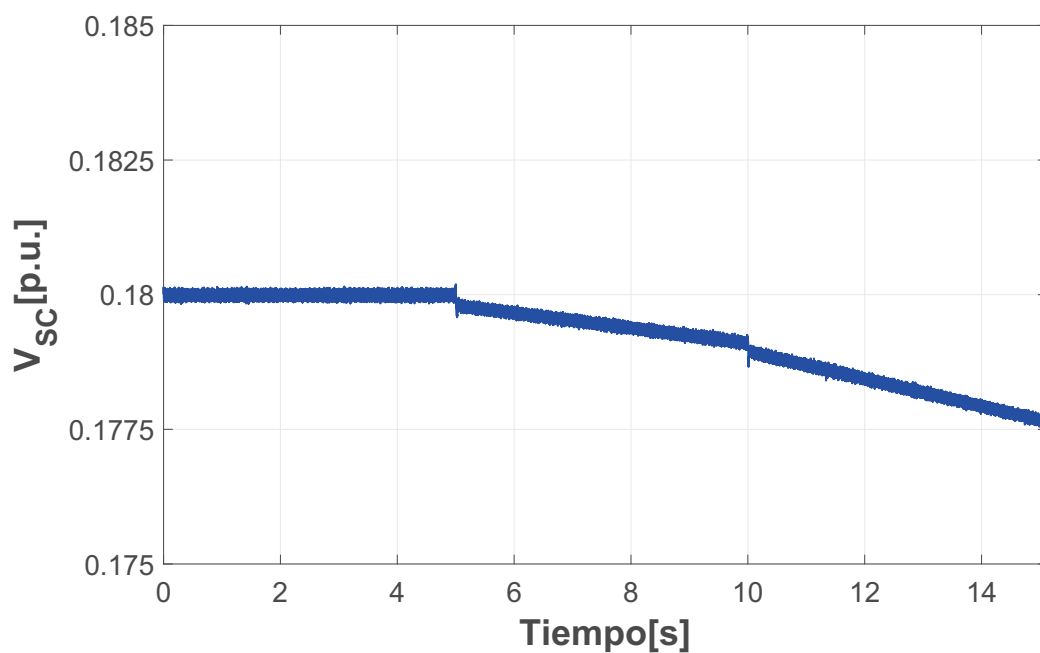


Figura 4.16 Tensión del supercondensador.

Cabe destacar que se ha omitido la actuación del convertidor AC/DC, para evitar información redundante. Su actuación como compensador de reactiva se corresponde a la del caso general, manteniendo la tensión del PCC en su valor nominal.

4.2. Segundo nivel de operación

En el caso de que los dispositivos de almacenamiento no pueden actuar como nudo de referencia, equilibrando la diferencia de energía entre la generación y la demanda, la micro red dejaría de actuar de modo aislado y se conectaría a la red general, como se describe en la sección 2.1.2. Esta situación puede darse en las siguientes situaciones:

- La generación es superior a la demanda y los dispositivos de almacenamiento han alcanzado el límite superior de carga definido (85 %).
- La demanda es superior a la generación y los dispositivos de almacenamiento han alcanzado el límite inferior de carga definido (25 %).
- Desconexión de los convertidores bidireccionales DC/DC.

En el segundo nivel de operación la micro red DC se conecta a la red general. Como se muestra en la Figura 4.17, el convertidor AC/DC, que sirve de interfaz entre la red general y la micro red DC, absorbe o proporciona la potencia real o activa para compensar el desequilibrio entre la generación y la demanda de la micro red. Además, puede actuar al mismo tiempo como compensador de reactiva, siempre que se sitúe dentro de su rango de operación.

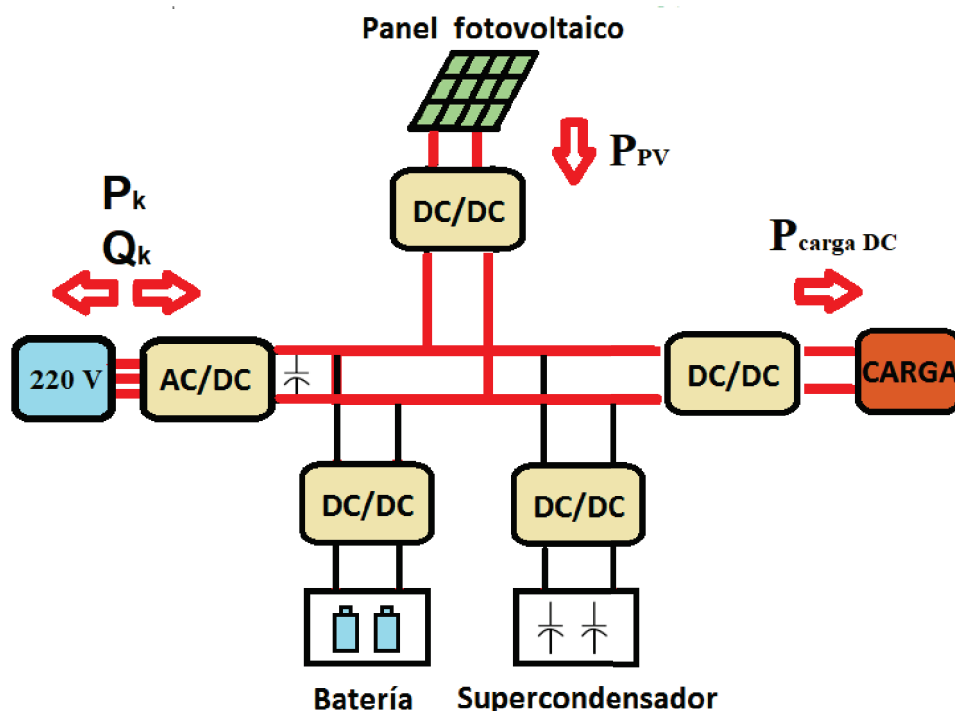


Figura 4.17 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

En el convertidor AC/DC, excepto cuando se alcanza valores muy próximos al máximo de la potencia activa que puede proporcionar o absorber, el límite más restrictivo es el de la tensión del convertidor AC/DC (ver Figura 2.8).

El caso de estudio elegido se corresponde al periodo señalado en la Figura 4.18. Como en el anterior ejemplo, debido a la carga computacional que supone para Matlab/Simulink, se asignan valores a la carga correspondientes a 3 minutos en un intervalo de simulación de 15 segundos, para mostrar como operaría la red en este intervalo de tiempo, con una simulación mas reducida.

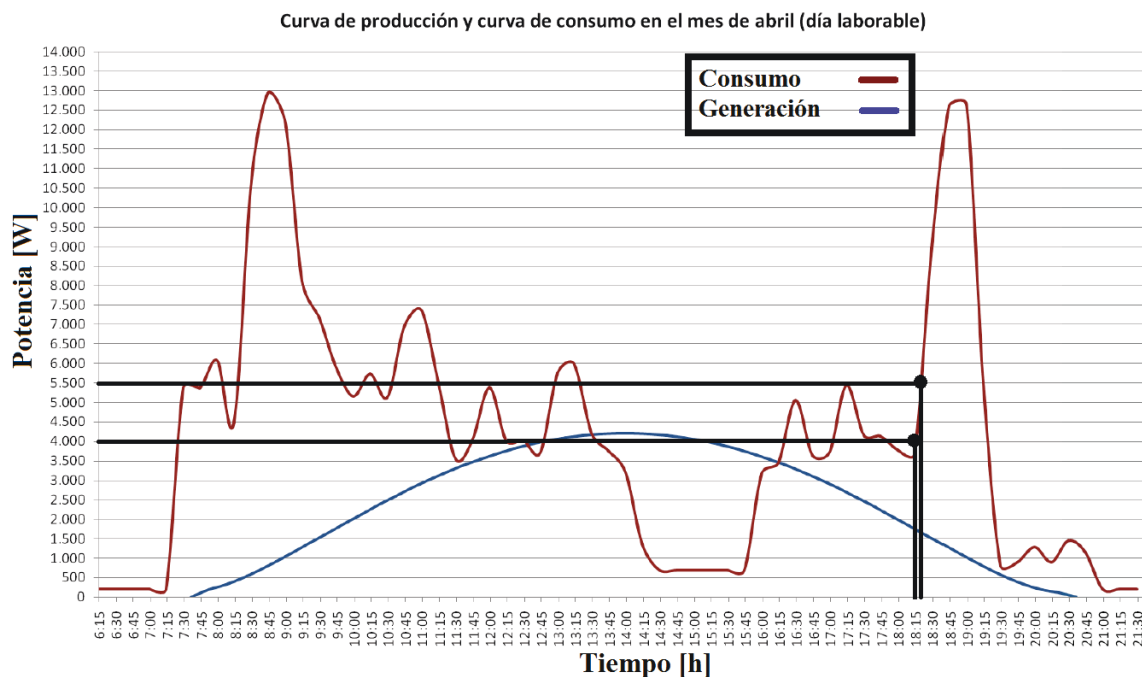


Figura 4.18 Punto de estudio elegido.

Las potencia de generación del panel solar y la de consumo de la carga conectada a la micro red DC, se resumen en las Tablas 4.9 y 4.10, de acuerdo al caso de estudio mostrado en la Figura 4.18.

Tabla 4.9 Caso de estudio en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	1800	4000	-2200
5 - 10	1750	4500	-2750
10 - 15	1700	5000	-3300

De idéntica forma al primer nivel de operación, se presentan por claridad los resultados de las simulaciones en valores por unidad, de acuerdo a los valores bases definidos (ver Apéndice B). Por este motivo, se presenta también las tablas con los valores de las potencias en por unidad, para facilitar su interpretación.

Tabla 4.10 Caso de estudio en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.09	0.2	-0.11
5 - 10	0.0875	0.225	-0.1375
10 - 15	0.085	0.25	-0.165

Como se muestra en las Tablas 4.11 y 4.12 se decide implementar una caída de tensión más elevada que el caso anterior, para demostrar la capacidad del convertidor AC/DC como compensador de reactiva, a pesar de proporcionar al mismo tiempo potencia activa a la micro red DC.

Tabla 4.11 Estudio del segundo nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	0 - 5	5 - 10	10 - 15
Potencia reactiva consumida [VAr]	4000	10000	4000

Tabla 4.12 Estudio del segundo nivel de operación, características de la carga inductiva conectada a la red general en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	0 - 5	5 - 10	10 - 15
Potencia reactiva consumida [p.u.]	0.2	0.5	0.2

En la Figura 4.19 se representa la potencia demandada por los dispositivos conectados a la micro red DC y la potencia generada por el panel fotovoltaico, el cual inicialmente se ha simulado a una temperatura de 25 °C y una irradiancia de 391.8 W/m^2 , que se reduce paulatinamente a los 5 y 10 segundos. Ambas respuestas presentan una ligera perturbación como consecuencia de los armónicos que no se logran filtrar.

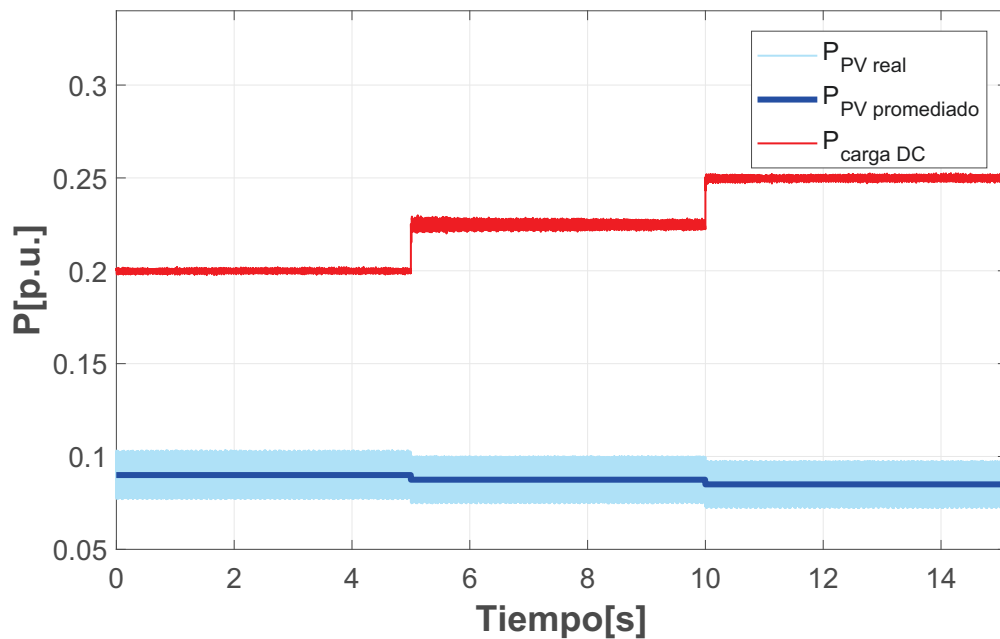


Figura 4.19 Potencia demandada y generada en la micro red DC.

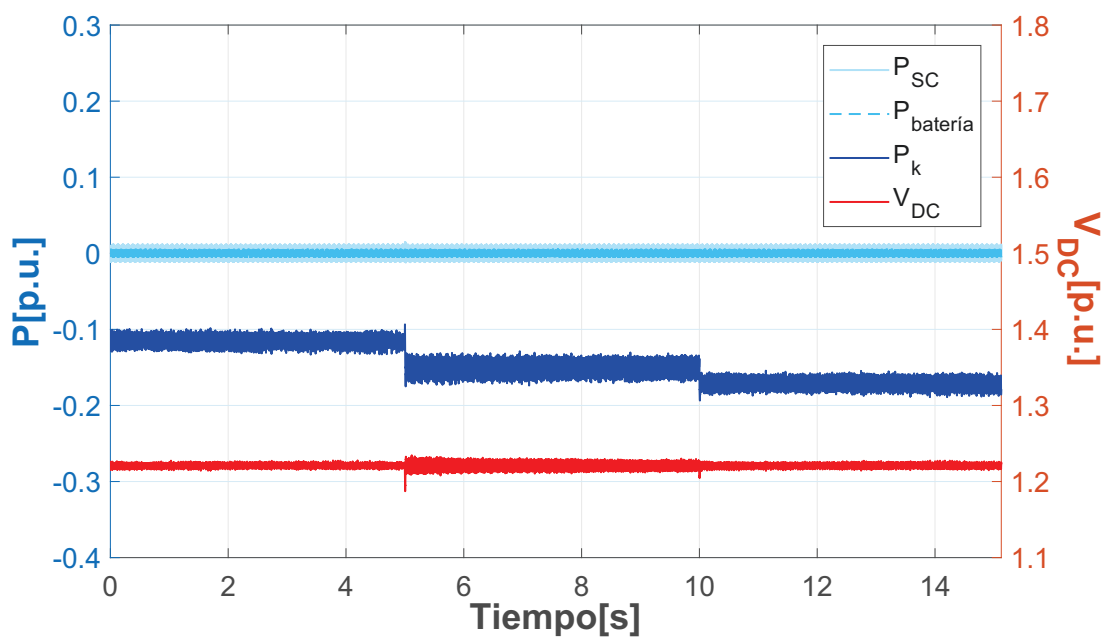


Figura 4.20 Potencia absorbida por la red para equilibrar la tensión de la micro red DC.

Como se observa en la Figura 4.20, en este caso el convertidor AC/DC absorbe energía de la red general para compensar la diferencia entre la demanda y la generación dentro de la micro red, por este motivo es de signo negativo. De este modo se mantiene la tensión de la micro red DC (V_{DC}) en su valor nominal, sin que opere los dispositivos de almacenamiento, como se puede comprobar en dicha visualización.

Por otro lado, el convertidor AC/DC es capaz de actuar como compensador de reactiva manteniendo la tensión del PCC en su valor nominal, a pesar de que se produce una caída de tensión severa en el PCC, como se muestra en las Figura 4.21.

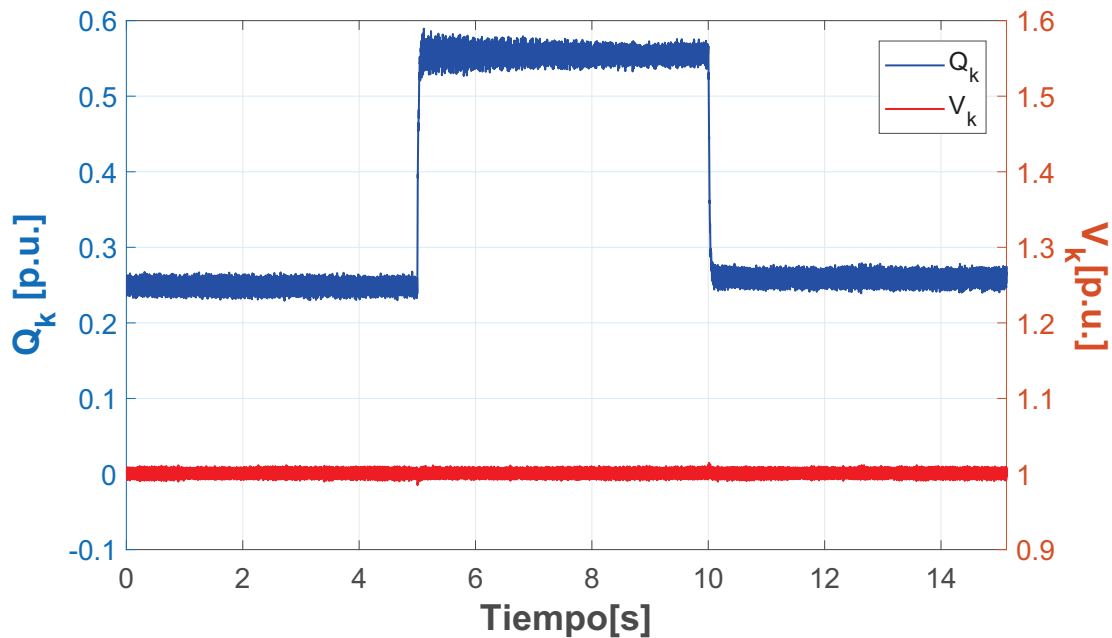


Figura 4.21 Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.

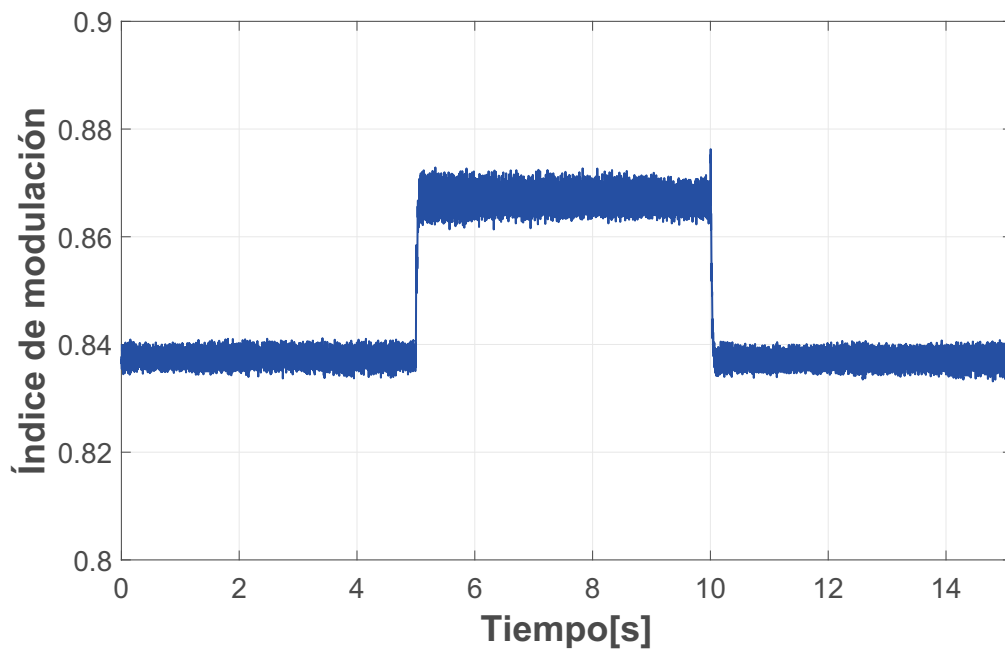


Figura 4.22 Índice de modulación del convertidor AC/DC.

El convertidor AC/DC es capaz de proporcionar una solución a dicha contingencia porque se encuentra dentro de su rango de operación, sin sobrepasar su límite más restrictivo, en este caso la tensión del convertidor. Como se demuestra en la Figura 4.22, el índice de modulación que representa dicha tensión, no alcanza en ningún momento el valor máximo permitido definido de 0.95.

4.2.1. Caso crítico A

El primer caso crítico que se analiza en el segundo nivel de operación es la desconexión del panel solar y sus consecuencias en la actuación del resto de dispositivos de la micro red.

Como se observa en la Figura 4.23, la actuación del convertidor AC/DC sería idéntica a la del caso original, siempre que la potencia real adicional que debe proporcionar no le suponga superar sus límites físicos.

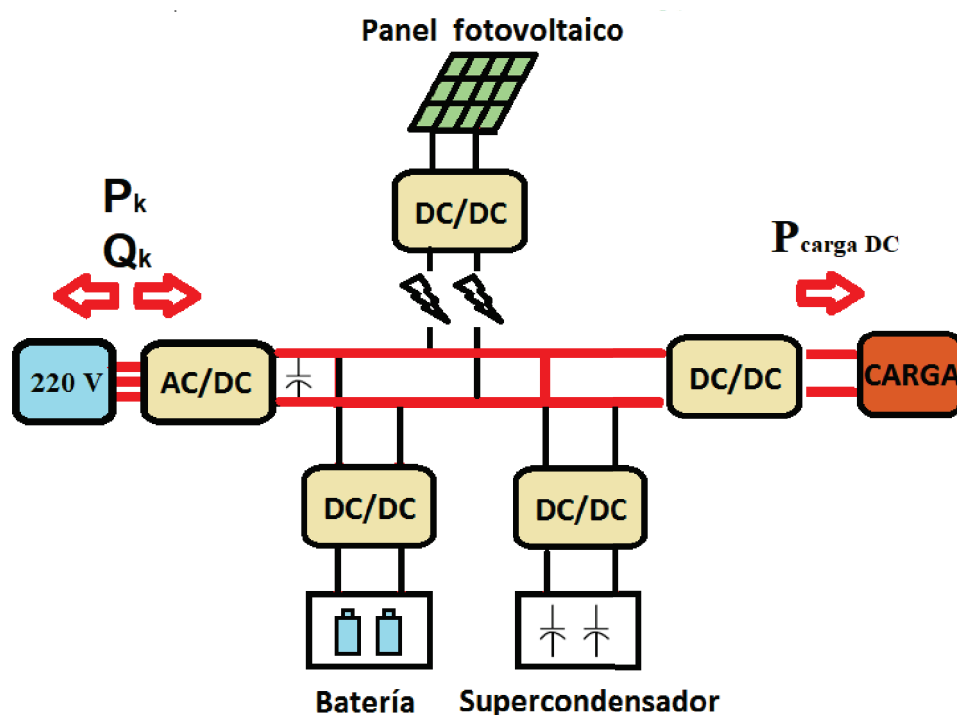


Figura 4.23 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

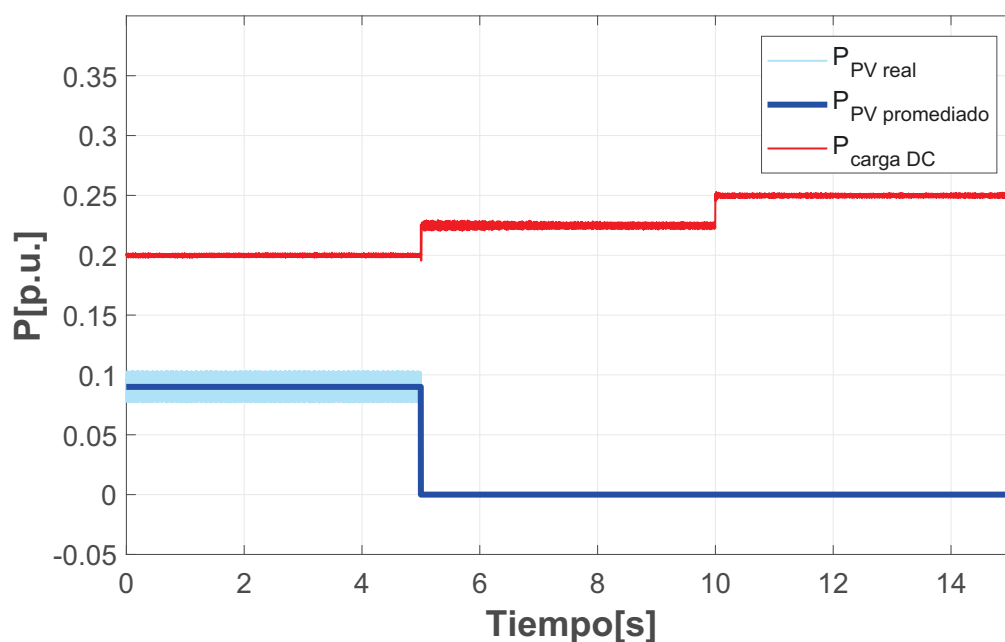
La variación en las características de la potencia generada y demandada por la micro red DC respecto al caso original se resume en las Tablas 4.13 y 4.14. La desconexión del panel solar y aumento progresivo de la carga demandada se visualiza en la Figura 4.24.

Tabla 4.13 Caso de estudio crítico A en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	1800	4000	-2200
5 - 10	0	4500	-4500
10 - 15	0	5000	-5000

Tabla 4.14 Caso de estudio crítico A en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.09	0.2	-0.11
5 - 10	0	0.225	-0.225
10 - 15	0	0.25	-0.25

**Figura 4.24** Potencia demandada y generada en la micro red DC.

En este caso la potencia absorbida de la red es mayor, como consecuencia de la desconexión del panel solar. Otro detalle interesante se produce en el tramo de 5 a 10 segundos, debido a la potencia activa que absorbe y la potencia reactiva que debe suministrar para compensar la carga inductiva de la red general, conlleva intensidades del convertidor más elevadas y por lo tanto un mayor rizado en la tensión de continua de la micro red (V_{DC}), como se muestra en la Figura 4.25.

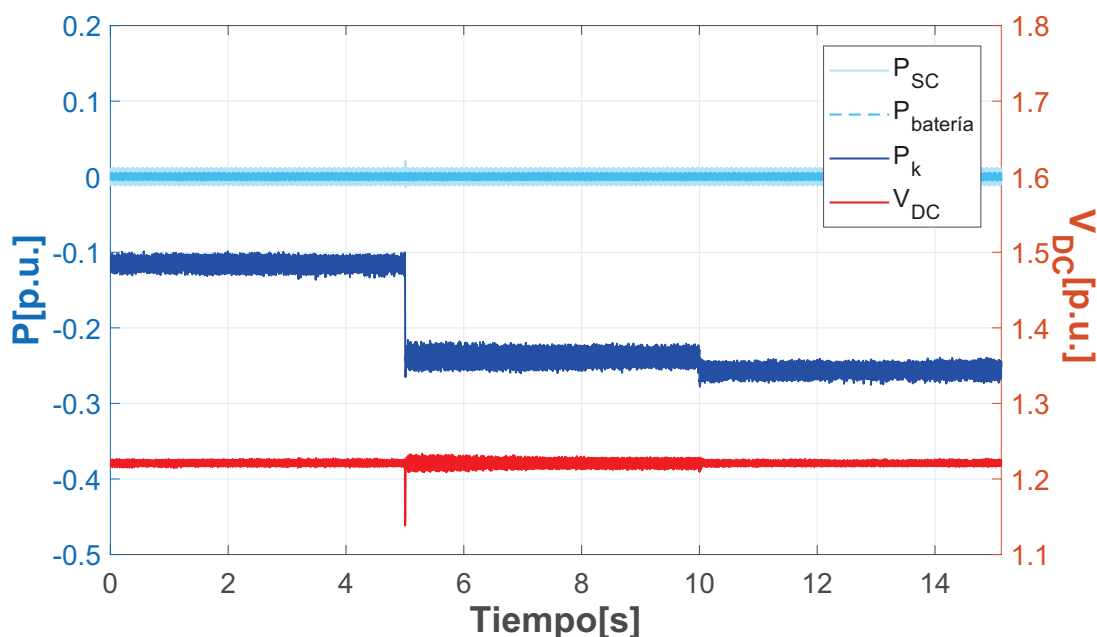


Figura 4.25 Potencia absorbida por la red para equilibrar la tensión de la micro red DC.

En la Figura 4.26 se observa con mayor claridad que en el caso general el efecto que tiene la potencia activa en la reactiva, si se observa los primeros y últimos cinco segundos de la simulación. En estos periodos de tiempo la carga inductiva conectada a la red general es idéntica, pero el convertidor AC/DC requiere inyectar a la red una potencia reactiva superior.

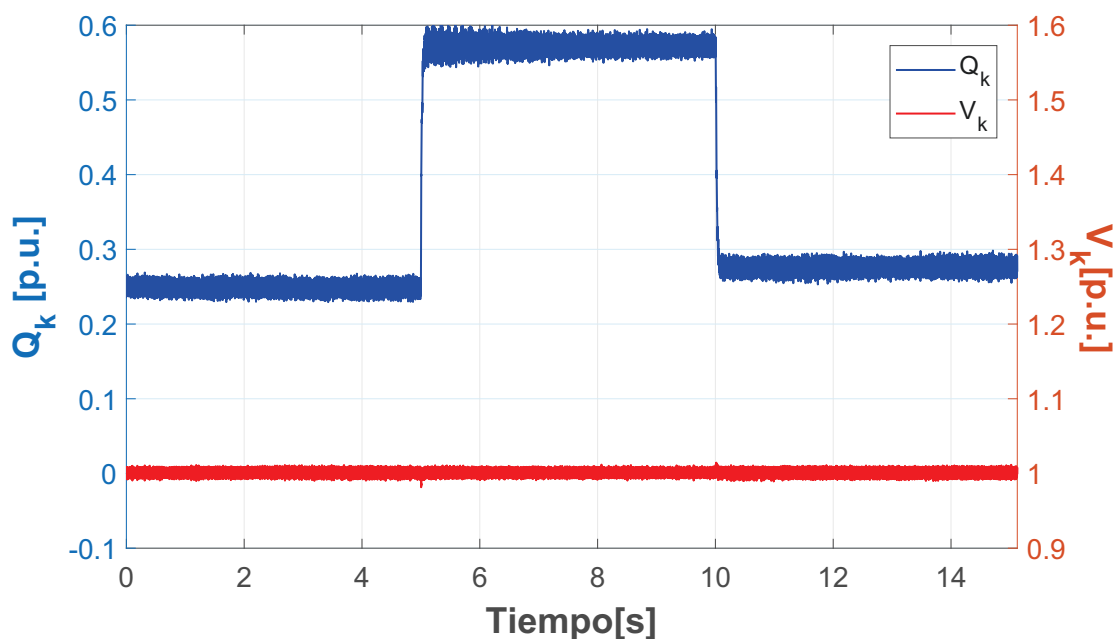


Figura 4.26 Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.

Este hecho se debe a que la potencia activa aumenta sobretodo por la desconexión del panel solar, por lo que la intensidad entre el convertidor AC/DC y la red general y las pérdidas en el filtro (el cual es una carga inductiva) aumentan. Así pues, para conseguir mantener la tensión del PCC constante en su valor nominal, se debe inyectar una potencia reactiva superior.

Como se demuestra en la Figura 4.27, el convertidor AC/DC cumple mantener la tensión del PCC (V_k) y la de la micro red DC (V_{DC}) en sus valores nominales, al no superarse el límite físico más restrictivo de la tensión del convertidor, si se atiende a que el índice de modulación no alcanza en ningún momento el máximo valor permitido de 0.95.

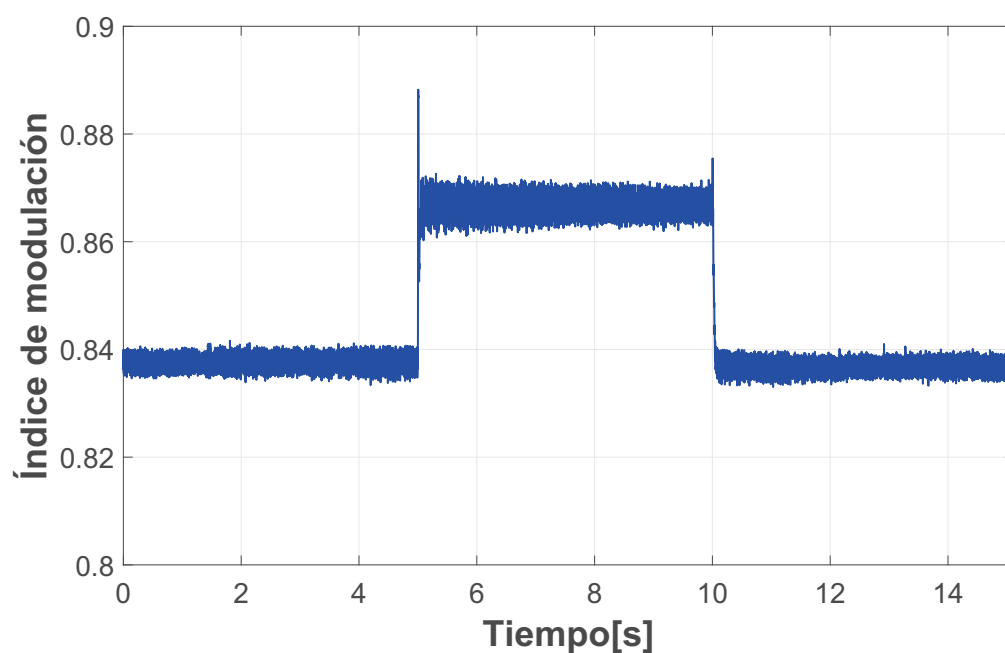


Figura 4.27 Índice de modulación del convertidor AC/DC.

4.2.2. Caso crítico C

El siguiente caso crítico que podría darse en este nivel de operación es la desconexión del convertidor AC/DC, debido a un error del propio dispositivo o por apagones en la red general. Teniendo en cuenta que el convertidor AC/DC opera como nudo de referencia en este nivel, para equilibrar la energía, se ofrece como solución emplear los dispositivos de almacenamiento como nudo de referencia como se muestra en la Figura 4.28 y se describió en la sección 2.1.2. Se aclara una serie de puntos en esta solución:

- Por la estrategia de evitar volcar energía a la red, lo que no supone ningún beneficio económico, siempre que se encuentre la micro red en un modo de conexión a la red general, la demanda superará a la generación (ver Figura 2.3).
- Por estudios y experiencia de distintos fabricantes, la batería se recomienda que no presente un estado de carga inferior al 25 %, para que prolongue el ciclo de vida y

las características estipuladas. Sin embargo, como se trata de un caso excepcional en el que mantener la tensión de continua de la micro red es la prioridad, se decide forzar a la batería hasta un estado de carga del 0 %, (ver Figura 2.4).

- Si la diferencia entre demanda y generación es superior al máximo permitido por la batería, se recurre al deslastre de carga, alimentando aquella carga considerada crítica.

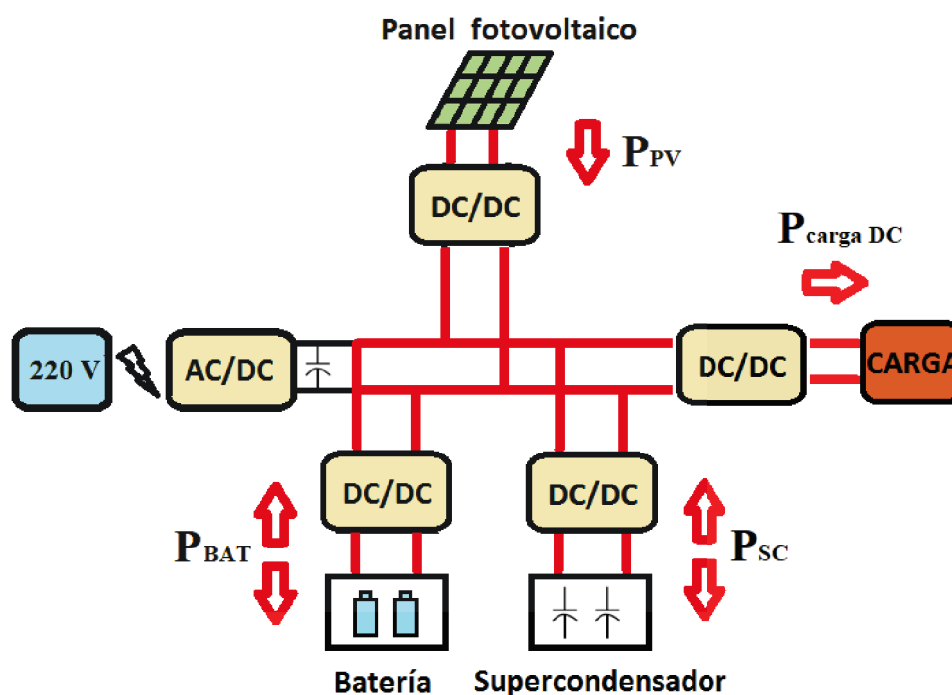


Figura 4.28 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

Se decide analizar la desconexión del convertidor AC/DC por un error del propio dispositivo y no por agentes externos, como puede ser un apagón general. Las características de la demanda y generación de la micro red DC se resumen en las Tablas 4.15 y 4.16 y se muestran en la Figura 4.29. Dichas características concuerdan con el caso general.

Si se observa la potencia de compensación teórica necesaria por parte de la batería y considerando que los filtros se han dimensionado para que las pérdidas sean reducidas, se puede llegar a la conclusión de que dicho dispositivo mantendrá la tensión de la micro red DC en su valor nominal, sin necesidad del deslastre de carga.

Tabla 4.15 Caso de estudio crítico C en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	Potencia consumida [W]	Potencia de compensación [W]
0 - 5	1800	4000	-2200
5 - 10	1750	4500	-2750
10 - 15	1700	5000	-3300

Tabla 4.16 Caso de estudio crítico C en el segundo nivel de operación, micro red DC en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	Potencia consumida [p.u.]	Potencia de compensación [p.u.]
0 - 5	0.09	0.2	-0.11
5 - 10	0.0875	0.225	-0.1375
10 - 15	0.085	0.25	-0.165

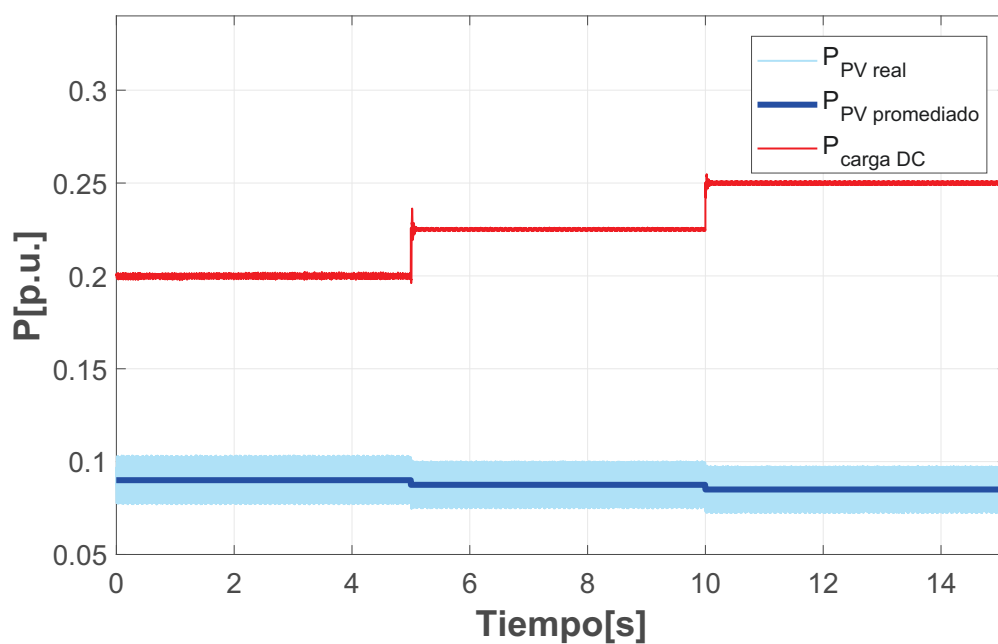


Figura 4.29 Potencia demandada y generada en la micro red DC.

Las claves o principales características que se extraen de la Figura 4.30 son:

- El convertidor AC/DC absorbe energía de la red los primeros cinco segundos, logrando mantener la tensión de continua de la micro red (V_{DC}) en su valor nominal.
- Tras la desconexión del convertidor AC/DC, se produce un cambio severo de energía que es subsanado principalmente por el supercondensador en un instante inicial, el cual ofrece el máximo valor de energía permitido por su convertidor DC/DC bidireccional (ver Apéndice A). Esto se debe a su densidad energética superior y el objetivo de suavizar la entrada de la batería.
- La batería que opera como nudo de referencia, es capaz de mantener la tensión de continua (V_{DC}) en su valor nominal con una perturbación inferior, lo que se debe principalmente a que dicho dispositivo presenta una naturaleza de continua de acuerdo a la micro red diseñada.

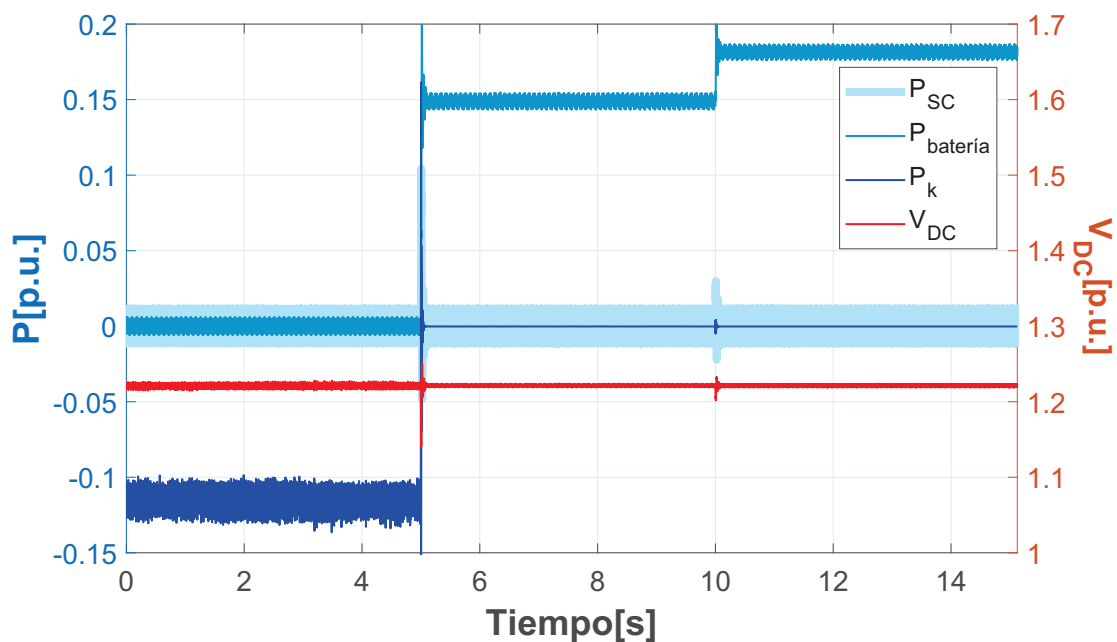


Figura 4.30 Potencia suministrada por la batería tras la desconexión de la red, para equilibrar la tensión de la micro red DC.

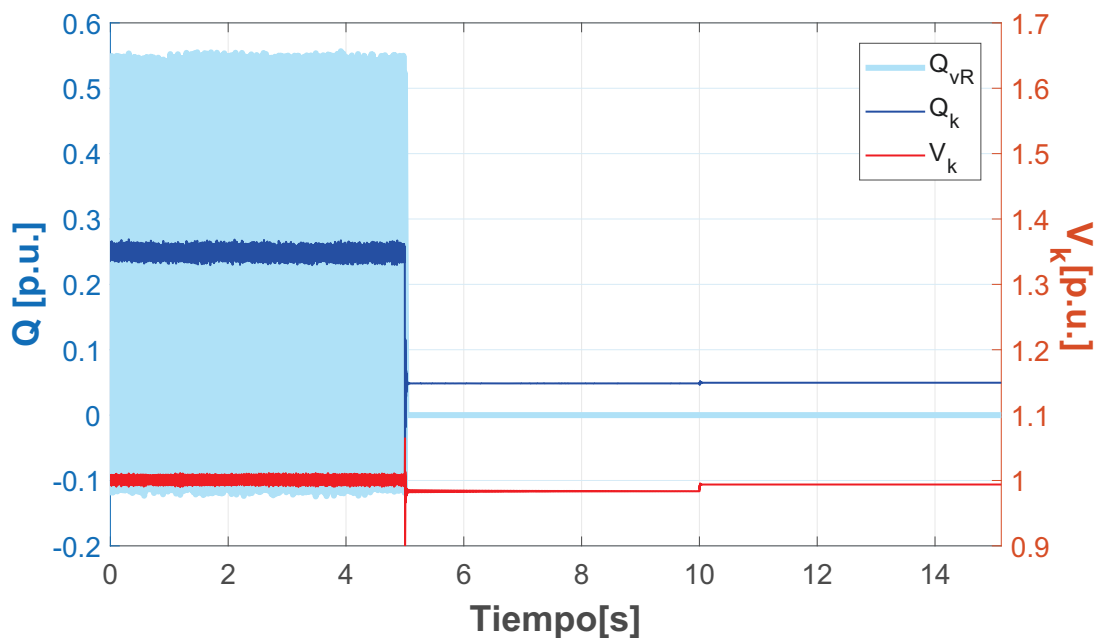


Figura 4.31 Potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC y tensión del PCC.

Cabe destacar que las características de la carga inductiva conectada a la red general son las del caso inicial resumidas en las Tablas 4.11 y 4.12, así pues de la Figura 4.31 se puede extraer una serie de detalles relevantes:

- En esta imagen se ofrece por primera vez la comparación entre la potencia reactiva suministrada por el convertidor AC/DC (Q_{vR}) y la energía reactiva que llega a la red (Q_k) tras la actuación del filtro LCL. Se demuestra que dicho filtro elimina eficazmente todos los armónicos de frecuencia elevada.
- Tras la desconexión del convertidor trifásico, se demuestra que al no actuar como compensador de reactiva la tensión del PCC cae, como producto de la carga inductiva conectada en la red general.
- A pesar de que el convertidor bidireccional se desconecta y deja de inyectar potencia reactiva (Q_{vR}), sigue llegando una ligera cantidad de potencia reactiva a la red (Q_k). Esta es suministrada por el condensador del filtro LCL. De este modo se demuestra una de las principales ventajas de esta clase de filtros, el condensador favorece aumentar la capacidad del convertidor AC/DC como compensador de una carga inductiva, que es el caso habitual.

4.3. Tercer nivel de operación

El último nivel de operación atiende al caso más crítico posible, la red no puede proporcionar energía a la micro red por un apagón y los dispositivos de almacenamiento no pueden mantener la tensión de continua en el valor nominal, como se expresa en la Figura 4.32.

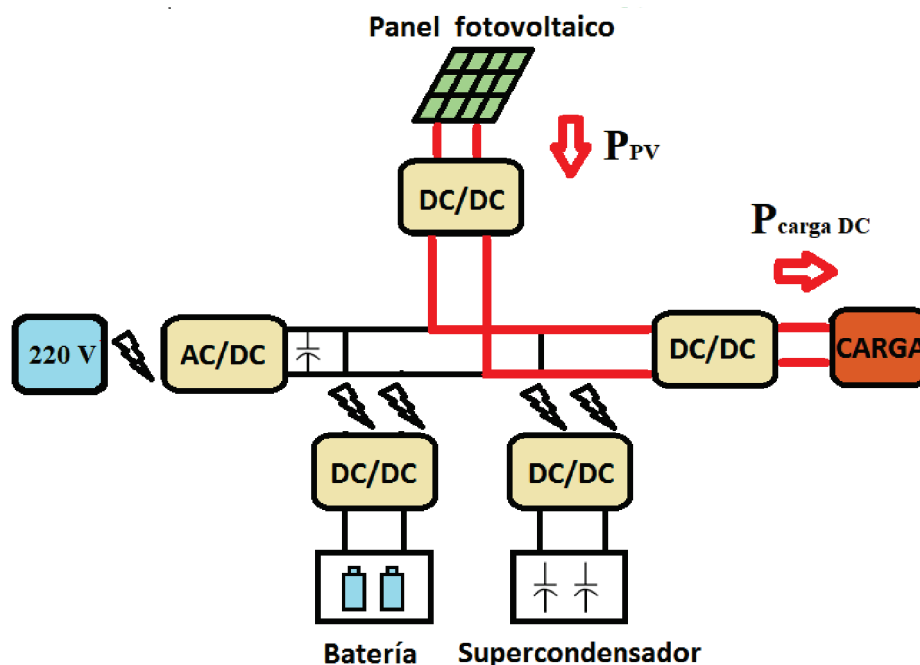


Figura 4.32 Esquema explicativo de la actuación de los distintos dispositivos.

Este hipotético caso podría darse en un apagón general, en el que:

- La demanda es superior a la generación y los dispositivos de almacenamiento están agotados.
- La demanda es inferior a la generación y los dispositivos de almacenamiento están llenos.
- La diferencia entre generación y demanda es tan grande que los dispositivos de almacenamiento no contarían con la capacidad suficiente.
- Los convertidores de los dispositivos de almacenamiento sufren un error o se encuentran desconectados.

El último caso sería el más crítico y será el ejemplo de análisis, pero la solución planteada en este proyecto es idéntica para el resto de los casos.

En el caso de que la generación supere a la demanda, el control del panel fotovoltaico no buscaría que este produjera la máxima potencia, sino que se realizaría un proceso iterativo para buscar la tensión e intensidad en la que proporcionara justamente la potencia demanda por la red, manteniendo la tensión de continua en un valor constante; cumpliéndose el principio:

$$P = P_{\text{generacion}} - P_{\text{demanda}} = 0 \quad (4.1)$$

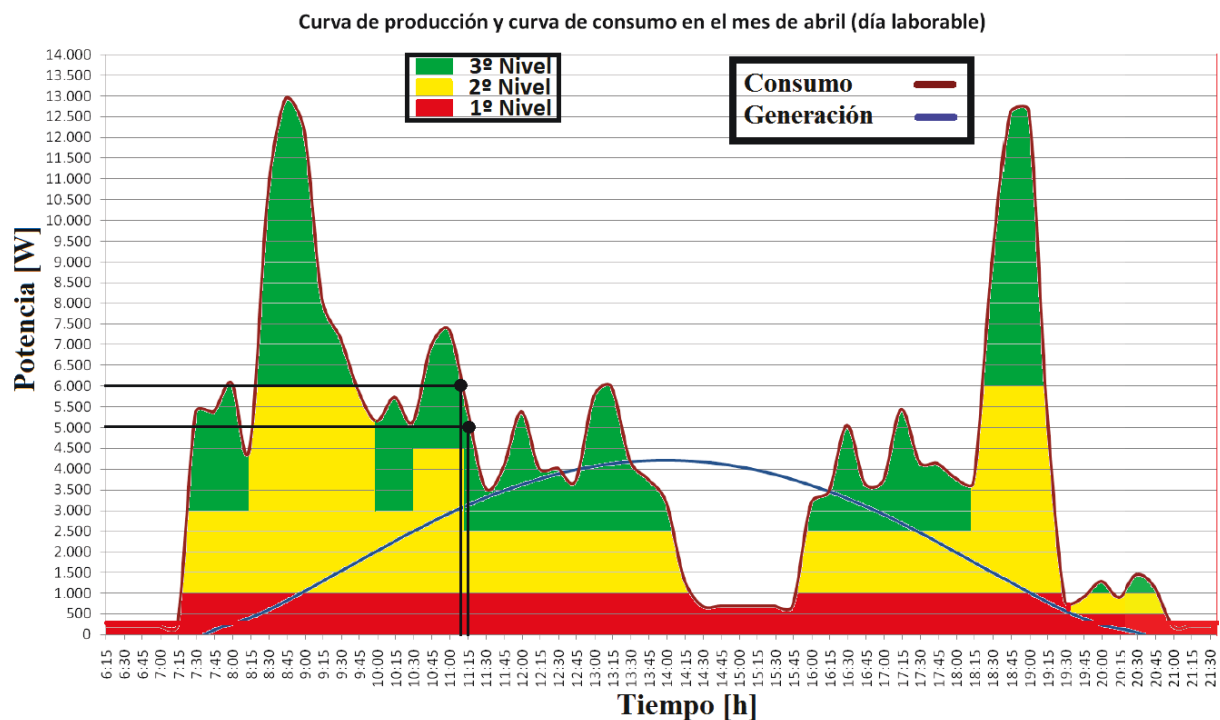


Figura 4.33 Punto de estudio elegido.

En el caso de que la carga exige más energía de la que el panel fotovoltaico puede proporcionar, se optaría por la implementación del deslastre de carga. Así pues, se decide estudiar el punto expresado en la Figura 4.33 y se realiza la división de la carga en tres niveles de relevancia. Donde la carga crítica se corresponde al color rojo, la carga considerada aconsejable en amarillo y la carga que en caso de situación crítica podría desconectarse en primera instancia en color verde.

Cabe destacar, que el deslastre de carga es una técnica que requiere un estudio técnico de la instalación, definir que puntos son críticos y deben ser defendido de apagones o situaciones de emergencia energética, como pueden ser todos los elementos de protección contra incendios, los cuales muchos de ellos cuentan con sus propias baterías.

Así pues, en función de la instalación se podría decidir si se cuenta con una máquina de frío o un sistema de almacenamiento de información crucial que se protege de una posible desconexión, mientras que otros aspectos como la ventilación del edificio, podría ser objeto de una desconexión inicial en una situación crítica. En este proyecto solo se estudia las estrategias de control y la actuación de los dispositivos involucrados ante los distintos casos de estudio, sin profundizar en la utilización y las características de la instalación.

Tabla 4.17 Caso de estudio en el tercer nivel de operación, expresado en magnitudes reales.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [W]	P.consumida nivel 3 [W]	P.consumida nivel 2 [W]	P.consumida nivel 1 [W]
0 - 2	3200	6000	4500	1000
2 - 4	3200	5000	2500	1000

Tabla 4.18 Caso de estudio en el tercer nivel de operación, expresado en magnitudes por unidad.

Periodo de tiempo [s]	Potencia generada [p.u.]	P.consumida nivel 3 [p.u.]	P.consumida nivel 2 [p.u.]	P.consumida nivel 1 [p.u.]
0 - 2	0.16	0.3	0.225	0.05
2 - 4	0.16	0.25	0.125	0.05

Se presenta una simulación reducida donde se implementa un cambio pronunciado de la distribución de las cargas resumido en las Tablas 4.17 y 4.18. Así pues, se presenta en la Figura 4.34 la carga y generación simulada atendiendo al código de colores descrito anteriormente.

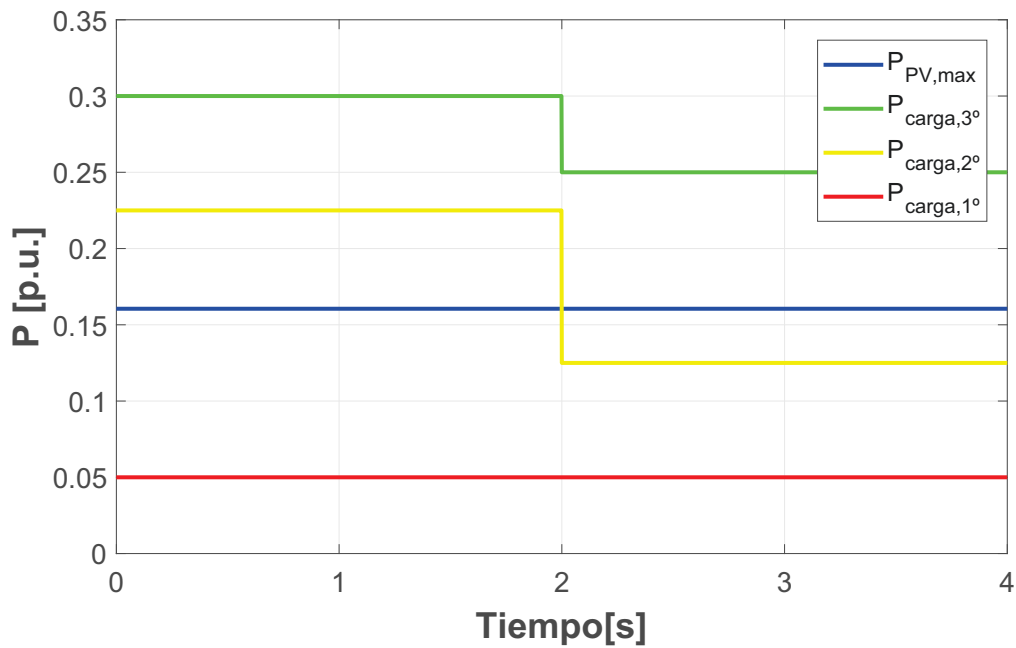


Figura 4.34 Descripción de los distintos niveles de la carga y la potencia generada.

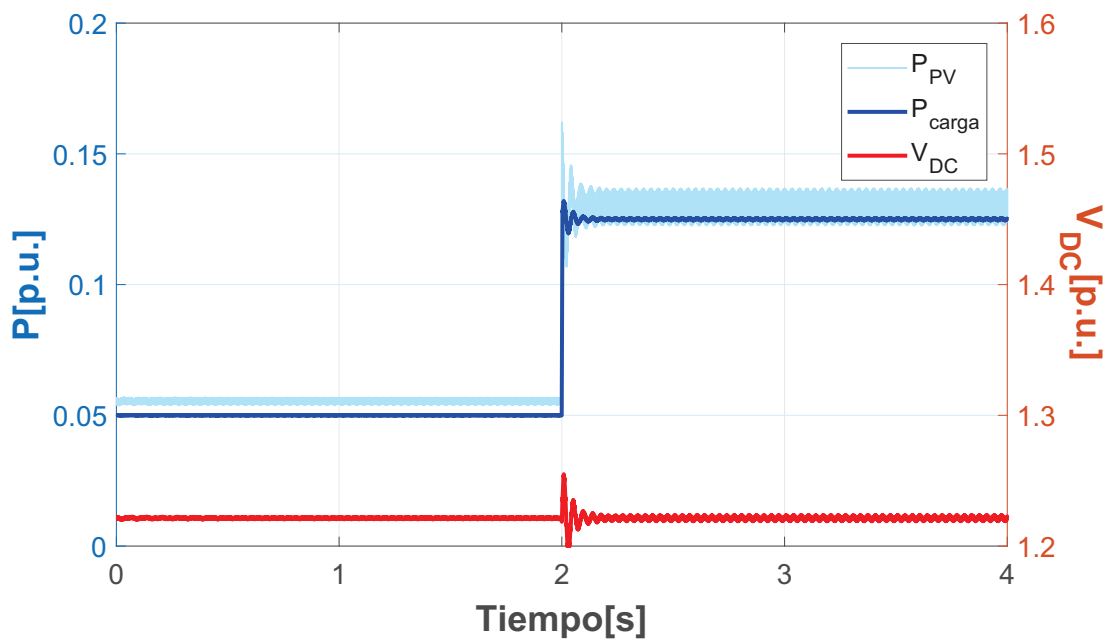


Figura 4.35 Potencia demandada y generada en la micro red DC.

Si se compara las Figuras 4.34 y 4.35, se observa la actuación que se lleva a cabo en la micro red DC en la carga conectada y el panel solar, para mantener la tensión de continua (V_{DC}) siempre en su valor nominal, que se resume en:

- En los dos primeros segundos, la máxima potencia que puede entregar el panel solar solo es superior a la carga crítica (primer nivel, ver Figura 4.34). De este modo, se produce un deslastre de carga y posteriormente el panel solar se ajusta a esta ofreciendo más energía (ver Figura 4.35), para subsanar las pérdidas que se producen en el convertidor elevador de continua y su filtro asociado.
- En el segundo tramo, la potencia máxima que puede generar el panel solar es superior a la carga considerada como deseable tener conectada (segundo nivel, ver Figura 4.34). Por lo tanto, cambia la señal de referencia para el panel solar y ofrece dicha energía y las correspondientes pérdidas de filtrado (ver Figura 4.35).

Para lograr que el panel solar se ajuste a la carga de la micro red DC, se emplea un método iterativo similar al explicado en la sección 3.4, pero en lugar de buscar la tensión e intensidad que permite al panel solar producir la máxima potencia posible, se ajusta dichas variables para proporcionar las potencias buscadas.

Así pues, en la Figura 4.36 se presenta como varía la intensidad y tensión del panel solar durante la simulación para ofrecer dichas potencias, y en su defecto como serían dichos valores si se hubiera implementado como en todos los casos anteriores el proceso iterativo para producir la máxima potencia posible del panel solar.

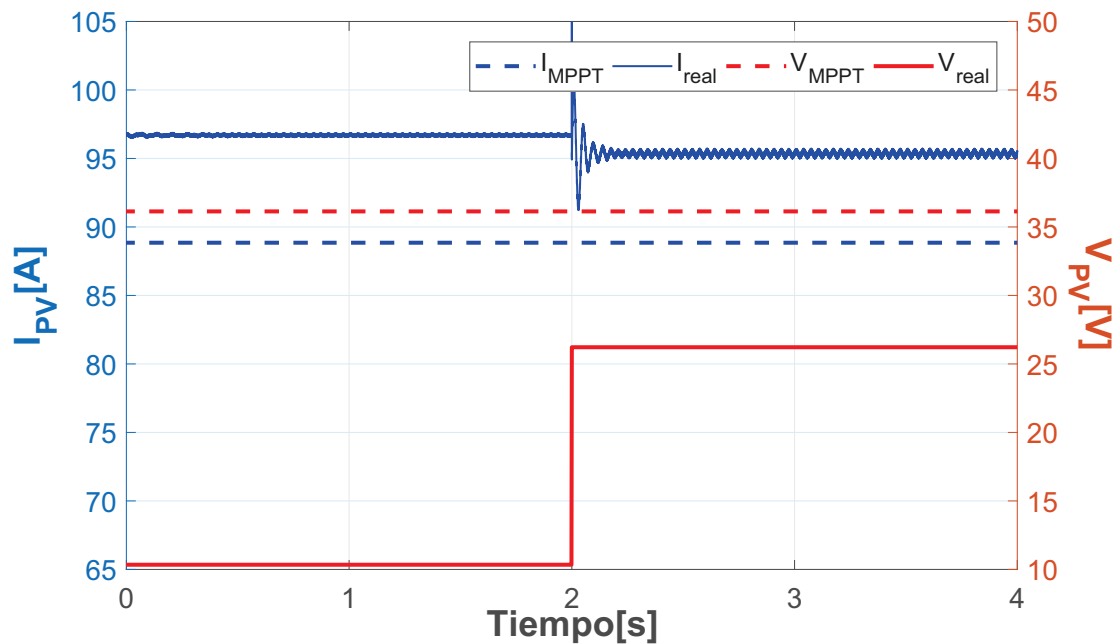


Figura 4.36 Tensión e intensidad del panel solar.

Con el objetivo de demostrar que el proceso iterativo empleado en la simulación en Simulink, es correcto y presentar una explicación más sencilla y visual para el lector, se muestra las curvas características del panel solar para la irradiancia y la temperaturas simuladas (680 W/m^2 y 25°C) en la Figura 4.37.

En dicha imagen se resume la tensión e intensidad que el panel solar debería presentar en cada punto de estudio y se puede comprobar que se corresponde a los ofrecidos en la simulación, descritos en las Figuras 4.35 y 4.36.

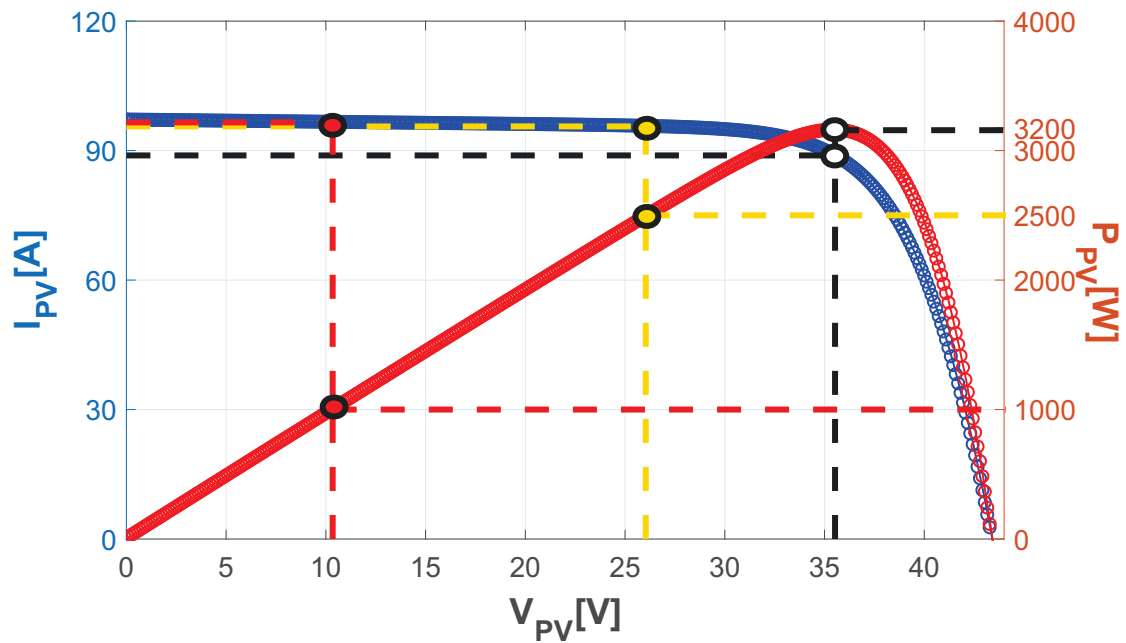


Figura 4.37 Análisis de la actuación del panel solar.

Capítulo 5

Conclusión

El presente proyecto sirve para contextualizar e introducir dentro del concepto de micro red, una configuración novedosa basada en la conexión de los dispositivos en corriente continua. Dicha distribución favorece la integración de la energía solar y los dispositivos de almacenamiento más empleados en la actualidad. Con una estrategia de control idónea, se puede alcanzar un suministro prolongado de modo aislado a la red general, resultando una alternativa energética mas eficiente y sostenible.

A fin de demostrar su funcionamiento se ha buscado cumplir una serie de metas y propósitos resumidos en la sección 5.1. No obstante, no se ha realizado un estudio excesivamente complejo desde el punto de vista técnico y se presenta posibles mejoras en el control del modelo implementado. Por último, se propone algunos trabajos de interés científico y comercial, que podrían realizarse a partir de la información ofrecida.

5.1. Objetivos cumplidos

Los principales objetivos logrados en este proyecto que pueden resultar beneficiosos para posibles futuros estudios académicos, se resumen en:

- Análisis del problema y estudio de una estrategia de control efectiva para una micro red DC.
- Desarrollo del modelo matemático de un convertidor trifásico, un convertidor bidireccional DC/DC y un convertidor elevador DC/DC. Analizándose el método de ajuste de los reguladores PI y el dimensionamiento de los filtros utilizados, destacando el filtro LCL.
- Implementación y análisis de distintas técnicas de modulación para los convertidores, como la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) o la modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM).
- Análisis y demostración de la actuación conjunta de la batería y el supercondensador. Con esta opción se logra prolongar el ciclo de vida de la batería y favorecer la capacidad de la micro red para operar en modo aislado.

- Estudio y simulación de un panel solar mediante Matlab/Simulink, pudiéndose emplear el modelo para proyectos futuros.
- Aportación original del empleo del convertidor bidireccional AC/DC como compensador de reactiva, mejorando la calidad de energía de la red general.

5.2. Posibles mejoras del modelo presentado

Si se desea implementar una micro red DC con una respuesta más óptima y eficiente a la mostrada, se expone una serie de posibles mejoras en distintos aspectos fundamentales:

- Empleo de un convertidor DAB (Dual Active Bridge) en lugar de los convertidores bidireccionales DC/DC, cuya configuración se presenta en la Figura 5.1. Este dispositivo permite el flujo de potencia activa bidireccional, con la ventaja de presentar un aislamiento galvánico y una alta densidad de potencia, debido al transformador de alta frecuencia (HFT) [93][94]. Dicho transformador es de un tamaño y un peso más reducido que el de los convencionales, al funcionar en frecuencias superiores [93]. A pesar de que se requiere un control más complejo que los modelos implementados en este proyecto, existe artículos que proponen configuraciones para facilitarlo [94].

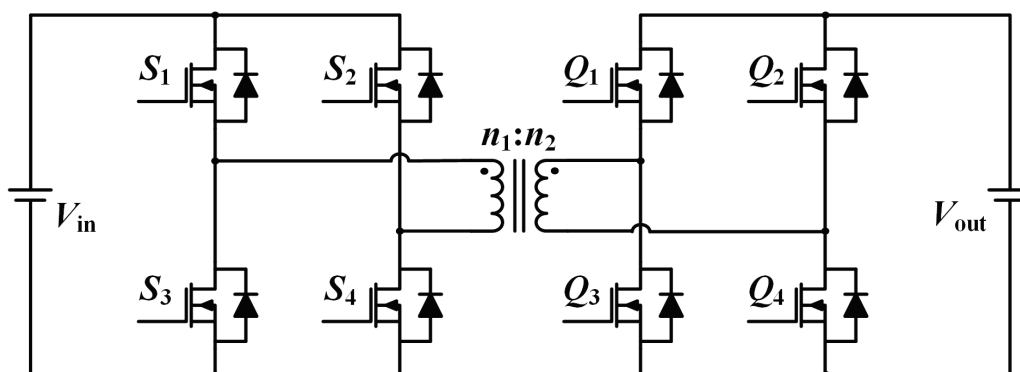


Figura 5.1 Configuración de un convertidor DAB [94].

- El convertidor AC/DC implementado es de dos niveles, en lugar de los multinivel. En esta última alternativa se puede operar en un mayor número de niveles en la tensión de la etapa de continua. De este modo, la señal de salida del convertidor AC/DC se aproxima bastante a la de una onda sinusoidal con un contenido armónico muy bajo [48], favoreciendo que no se requiera utilizar filtros adicionales. Por esta razón, los convertidores multinivel son una opción preferible en aplicaciones de media y alta potencia [95]. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que al necesitar un mayor número de condensadores y de IGBTs, la inversión inicial es superior y se produce mayores pérdidas de energía por conmutación [48].

- El lazo de seguimiento de fase SRF-PLL estudiado (ver sección 3.1.2) funciona correctamente en los casos analizados, pero en condiciones complejas como armónicos cercanos a la frecuencia fundamental, no ofrece una respuesta eficaz. Otras opciones como el doble sistema de referencia síncrono DSRF-PLL [74], sería capaz de detectar con precisión el módulo y la fase del vector tensión de secuencia positiva ante dichas contingencias.

5.3. Trabajos futuros

- Optimización del modelo desarrollado. Establecer un análisis riguroso del dimensionamiento idóneo de cada uno de los dispositivos que conforman la micro red DC, a fin de lograr minimizar la inversión inicial y cumplir el objetivo del suministro ininterrumpido. Por otro lado, implementar la mejoras planteadas en el punto 5.2.
- Implementación de una micro red híbrida AC-DC. Empleando tecnologías como un Solid state transformer [96], se conectan las fuentes de generación y las cargas en función de su naturaleza en la alternativa más favorable. Aprovechándose de este modo la instalación eléctrica existente, ideada para trabajar en alterna y favorecer la incorporación de una micro red DC, que facilita la inclusión de la energía solar y de dispositivos de almacenamiento, como la batería o el supercondensador.
- Justificación de un proyecto real. Construir el modelo planteado, empleando dispositivos y cargas que por naturaleza ofrecerían un ahorro de energía en corriente continua. Una vez que se demuestre que responde eficazmente a las contingencias más severas, definidas en los casos críticos, se elabora un análisis económico de la inversión y su rentabilidad. Los principales puntos del estudio económico son presentados en el Apéndice D.
- Elaboración de un proyecto en el laboratorio. Se elabora un modelo en el laboratorio que representa el caso de estudio, intentando lograr los resultados reales o experimentales que reforzarían y validarían tanto los cálculos teóricos planteados como las simulaciones mostradas. Algunas ideas que podrían ser de ayuda se presentan en [97][98].
- Repercusión de la integración de energía eólica en conjunto con la energía solar. Existen distintos artículos que defienden [99]:
 - Optimización del espacio, aumentando la densidad energética y por lo tanto, la sostenibilidad.
 - Ahorro económico, al aprovechar las infraestructuras que pueden utilizarse en conjunto, como la transmisión o el sistema de evacuación.
 - Generación complementaria, como puede observarse en la Figura 5.2, correspondiente a la referencia [99], mientras que la energía solar alcanza su pico de producción a mitad del día, la energía eólica genera menos energía en dicho período y alcanza su mayor producción durante la tarde y la noche.

Ambas pueden complementarse, evitando cambios brusco de generación a lo largo del día. El control para lograr una combinación eficiente de ambas, está ampliamente estudiado como se demuestra en [100].

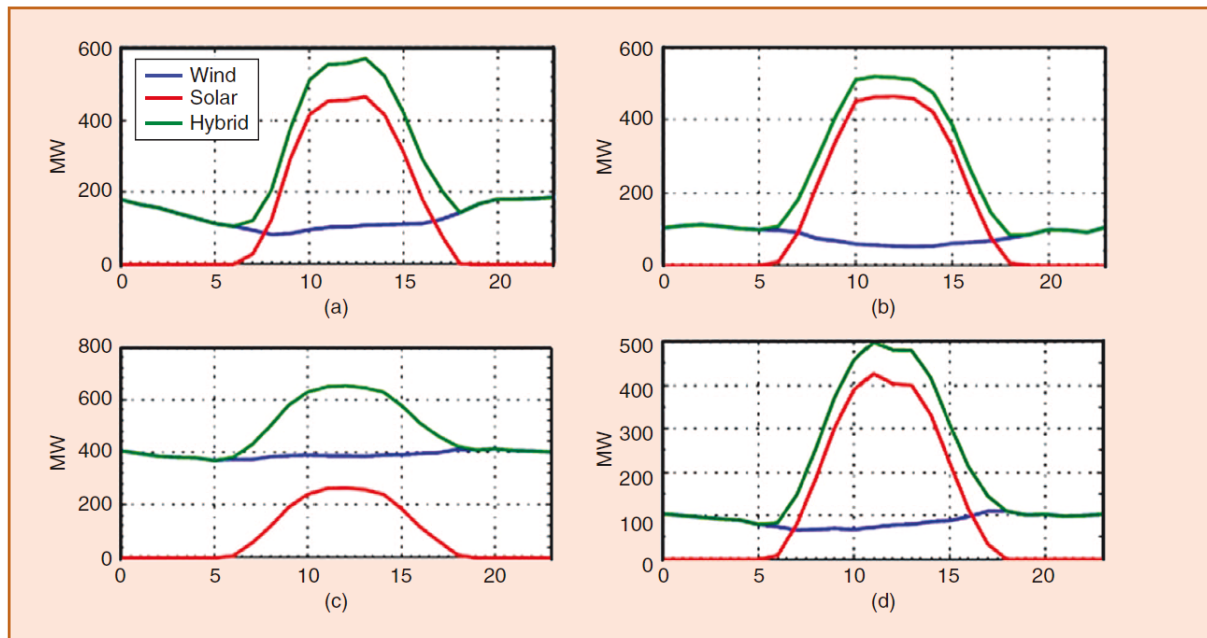


Figura 5.2 Perfil de generación de la energía solar y eólica según periodo del año [99]. (a) Enero, (b) Abril, (c) Julio, y (d) Octubre.

Capítulo 6

Presupuesto personal

En este capítulo se presenta un presupuesto personal de la realización del estudio “Estudio y Simulación de una micro red de corriente continua”. Al elaborar un presupuesto de un trabajo, por un lado se debe medir los costes directos e indirectos de dicha operación, y por otro lado, el ingreso que se desea obtener por el servicio, con el fin de encontrar un precio final competitivo dentro del sector.

El presupuesto presentado en la Tabla 6.1 se inspira en algunos modelos ofrecidos en la referencia [101]. Los costes de los recursos y pagos legislativos se definen a raíz de consultas de experiencia reales y estimaciones en partidas alzadas. Se considera que para el presente proyecto se comienza a trabajar como autónomo elaborando un trabajo encargado por un cliente. Los principales gastos han sido distribuidos en los siguientes grupos:

1. Personal: Se define un sueldo justo para un ingeniero novel, que comienza en el sector y busca la captación de clientes nuevos, mediante presupuestos inferiores y más atractivos. Se implementa la cuota de la Seguridad Social de un autónomo en sus inicios, a raíz de la información ofrecida por el Ministerio de Empleo y Seguridad Social [102], el primer año la cuota se corresponde a 50 €.
2. Costes operacionales: Se trata del pago de las licencias de los recursos informáticos y los dispositivos de trabajo utilizados, como el ordenador portátil. Atendiendo a la referencia [103] se obtiene los precios de las licencias de Matlab y Simulink en su cuota anual, el coste mensual se obtiene:

$$Coste\ mensual_{Matlab} = \frac{800}{12} = 66,67 \text{ [€/mes]} \quad (6.1)$$

$$Coste\ mensual_{simulink} = \frac{1200}{12} = 100 \text{ [€/mes]} \quad (6.2)$$

Otro costes a considerar son el pago de la hipoteca para la compra de un local u oficina y sus gastos derivados, la comunidad, el agua y la luz.

3. Subcontratación: En el caso de una pequeña empresa nueva, contratar una gestora para encargarse del tedioso trabajo administrativo, es una situación lógica y común, por lo que se ha considerado en el presupuesto.

NOMBRE DEL PROYECTO:		Estudio y simulación de una micro red DC.	
PERÍODO DEL PROYECTO:		10 meses	
Concepto	Coste mensual (€/mes)	Duración (meses)	Coste total (€)
1. Personal			
1.1 Salario	1250	10	12500
1.2 Autónomo	50	10	500
2. Costes operacionales			
2.1 Hardware			
2.1.2 Portátil	25	10	250
2.2 Software			
2.2.1 Licencia Matlab 2018	66.67	10	666.7
2.2.2 Licencia Simulink 2018	100	10	1000
2.3 Otros costes			
2.3.1 Hipoteca del local	350	10	3500
2.3.2 Comunidad	90	10	900
2.3.3 Luz y agua	120	10	1200
2.3.4 Transporte	20	10	200
3. Subcontratación			
3.1 Gestoría	30	10	300
Coste Total:			21016.7
ELABORADO POR: López Merino, Jesús		FECHA: 01/06/2018	
REVISADO POR : Montilla D'Jesús, Miguel Eduardo		FECHA: 07/06/2018	

Tabla 6.1 Presupuesto personal del proyecto

El desglose de los costes considerados se incluyen en la Tabla 6.1. Mientras que la factura final por el servicio prestado se presenta en la Tabla 6.2, donde se incluye el 21 % del IVA.

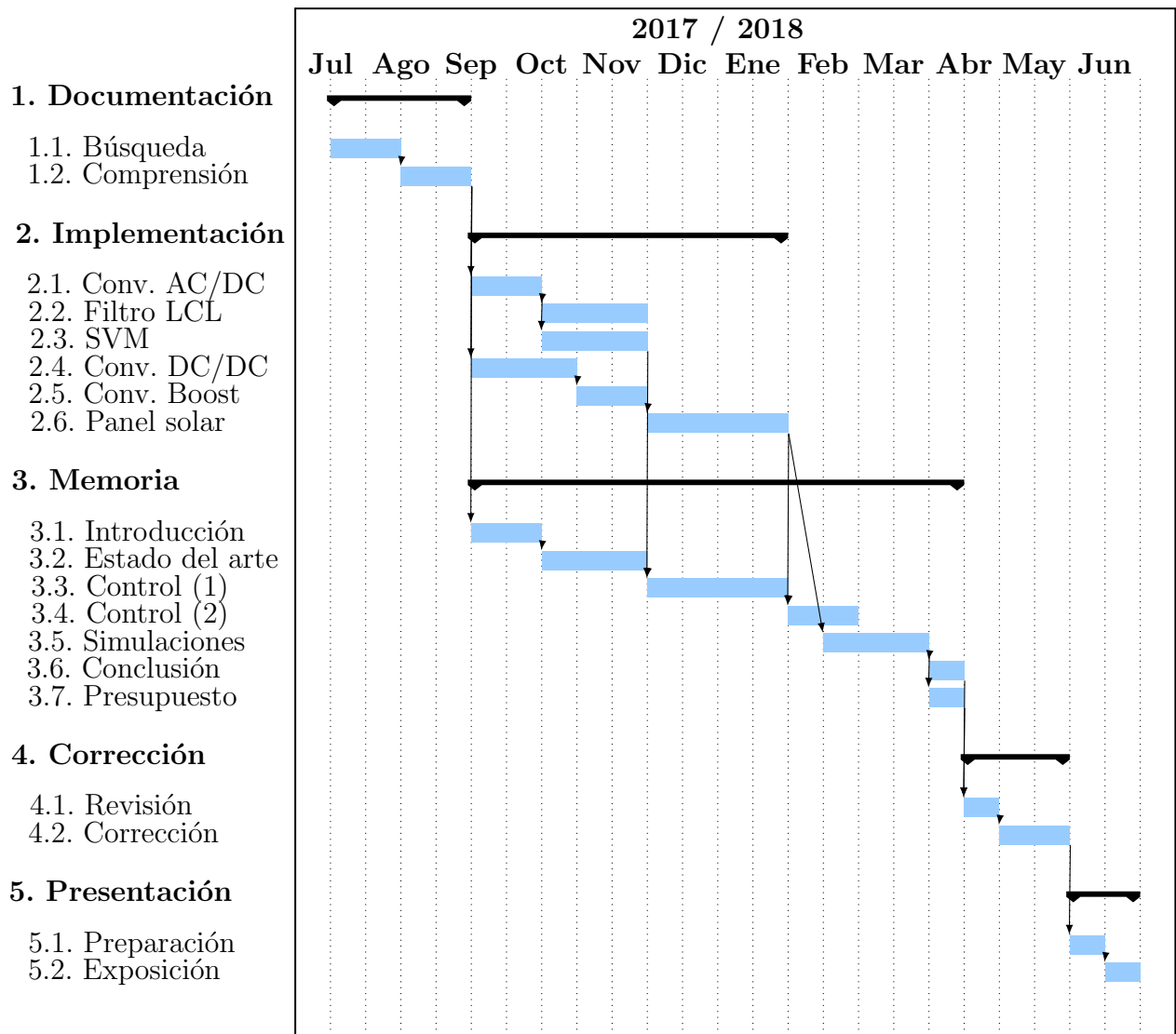
NOMBRE DEL PROYECTO:	Estudio y simulación de una micro red DC.
PERÍODO DEL PROYECTO:	10 meses

Concepto	Coste total (€)
1. Personal	13000
2. Costes operacionales	7716.7
3. Subcontratación	300
Coste total :	21016.7
Coste presupuestado :	25430.21

Tabla 6.2 Factura final.

Capítulo 7

Planificación del proyecto



Bibliografía

- [1] Dong Chen y Lie Xu. *AC and DC Microgrid with Distributed Energy Resources*, pages 39–64. Springer International Publishing, Cham, 2017.
- [2] Sunetra Chowdhury y Peter Crossley. *Microgrids and active distribution networks*. The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [3] Lubna Mariam, Malabika Basu, y Michael F Conlon. A review of existing microgrid architectures. *Journal of Engineering*, 2013, 2013.
- [4] D Infield y F Li. Integrating micro-generation into distribution systems—a review of recent research. In *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pages 1–4. IEEE, 2008.
- [5] Youichi Ito, Yang Zhongqing, y Hirofumi Akagi. Dc microgrid based distribution power generation system. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, volume 3, pages 1740–1745. IEEE, 2004.
- [6] Peng Wang, Jianfang Xiao, Chi Jin, Xiaoqing Han, y Wenping Qin. *Sustainable Power Systems: Modelling, Simulation and Analysis*, pages 23–40. Springer Singapore, Singapore, 2017.
- [7] Brian T Patterson y Hamborsky Douglas. Re-inventing microgrid power systems for net zero buildings. http://www.emergealliance.org/portals/0/documents/events/greenbuild2015/151104_Greenbuild_2015_Final.pdf. EMerge Alliance, 2015.
- [8] David Velasco, Cesar Trujillo, Gabriel Garcera, y Emilio Figueres. An active anti-islanding method based on phase-pll perturbation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4):1056–1066, 2011.
- [9] Daniel Salomonsson y Ambra Sannino. Low-voltage dc distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(3):1620–1627, 2007.
- [10] Qumera Sultana, PriyaRanjan Mishra, y Sreenivasa Chary. Novel control methodology for detecting series arc in dc circuits. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 12–17. IEEE, 2017.
- [11] Worajit Setthapun, Suchat Srikaew, Jiratkwin Rakwichian, Nuttiya Tantranont, Wattanapong Rakwichian, y Rajindra Singh. The integration and transition to a

- dc based community: A case study of the smart community in chiang mai world green city. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 205–209. IEEE, 2015.
- [12] Ahmad Al-Subhi y Ibrahim El-Amin. Experimental performance analysis of existing conventional ac air conditioner and corresponding new pure dc air conditioner. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 330–336. IEEE, 2017.
- [13] M Fantauzzi, D Iannuzzi, M Pagano, A Scalfati, y M Roscia. Planning of an experimental platform with power hardware in the loop features. In *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on*, pages 1507–1512. IEEE, 2015.
- [14] Fengyan Zhang, Chunpeng Sun, Wen Wei, Chao Meng, Ming Li, y Bo Fang. Control strategy of electric charging station with v2g function based on dc micro-grid. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 222–227. IEEE, 2015.
- [15] Wardah Inam, Daniel Strawser, Khurram K Afridi, Rajeev J Ram, y David J Perreault. Architecture and system analysis of microgrids with peer-to-peer electricity sharing to create a marketplace which enables energy access. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on*, pages 464–469. IEEE, 2015.
- [16] Venkat Rajaraman, Ashok Jhunjunwala, Prabhjot Kaur, y Uma Rajesh. Economic analysis of deployment of dc power and appliances along with solar in urban multi-storied buildings. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 32–37. IEEE, 2015.
- [17] Next Energy. What is nexthome? <https://nextenergy.org/nexthome/>.
- [18] S Ravula. Direct current based power distribution architectures for commercial buildings. *Bosch DC Microgrid Project: EPC*, pages 14–053, 2015.
- [19] U Boeke y M Wendt. Dc power grids for buildings. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 210–214. IEEE, 2015.
- [20] Roland Weiss, Leopold Ott, y Ulrich Boeke. Energy efficient low-voltage dc-grids for commercial buildings. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 154–158. IEEE, 2015.
- [21] Masatoshi Noritake, Kazufumi Yuasa, Takashi Takeda, Hidekazu Hoshi, y Keiichi Hirose. Demonstrative research on dc microgrids for office buildings. In *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2014 IEEE 36th International*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [22] Fengyan Zhang, Chao Meng, Yun Yang, Chunpeng Sun, Chengcheng Ji, Ying Chen, Wen Wei, Hemei Qiu, y Gang Yang. Advantages and challenges of dc microgrid for commercial building a case study from xiamen university dc microgrid. In *DC*

- Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 355–358. IEEE, 2015.
- [23] T Hakala, T Lähdeaho, y R Komsu. LvdC pilot implementation in public distribution network. In *Proc. 23rd International Conference on Electricity Distribution, CIRED*, pages 1–4, 2015.
- [24] Karl Johnson, Vagelis Vossos, Margarita Kloss, Gerald Robinson, y Rich Brown. Direct current as an integrating platform for zne buildings with evs and storage: Dc direct systems—a bridge to. 2016.
- [25] Aditya Shekhar, Laura Ramírez-Elizondo, y Pavol Bauer. Dc microgrid islands on ships. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 111–118. IEEE, 2017.
- [26] Tero Kaipia, Janne Karppanen, Pasi Nuutinen, Antti Pinomaa, Aleksi Mattsson, Pasi Peltoniemi, Pertti Silventoinen, Jarmo Partanen, Tomi Hakala, T Lahdeaho, et al. LvdC rules-towards industrial-scale application of low-voltage direct current in public power distribution. 2016.
- [27] Jouko Niiranen, Reijo Komsu, Mikko Routimo, Tommi Lähdeaho, y Sauli Antila. Experiences from a back-to-back converter fed village microgrid. In *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*, pages 1–5. IEEE, 2010.
- [28] Pasi Nuutinen, Tero Kaipia, Pasi Peltoniemi, Andrey Lana, Antti Pinomaa, Aleksi Mattsson, Pertti Silventoinen, Jarmo Partanen, Juha Lohjala, y Mika Matikainen. Research site for low-voltage direct current distribution in a utility network—structure, functions, and operation. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(5):2574–2582, 2014.
- [29] Daniel Fregosi, Sharmila Ravula, Dusan Brhlik, John Saussele, Stephen Frank, Eric Bonnema, Jennifer Scheib, y Eric Wilson. A comparative study of dc and ac microgrids in commercial buildings across different climates and operating profiles. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 159–164. IEEE, 2015.
- [30] S Frank, E Bonnema, J Scheib, y E Wilson. Energy savings analysis for a novel dc microgrid platform for high bay lighting systems. *Golden, CO, USA: National Renewable Energy Laboratory, Tech. Rep. NREL/TP-5500-64014*, 2015.
- [31] Luis E Zubieta. Demonstration of a microgrid based on a dc bus backbone at an industrial building. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 235–241. IEEE, 2017.
- [32] Pilar Quintero Fernández. Zero energy buildings : ¿realidad o ficción? : estudio del estado del arte de los edificios energéticamente autosuficientes, normativa y ejemplo. Trabajo Fin de Grado, Universidad Carlos III de Madrid., 2013.
- [33] Fengyan Zhang, Yun Yang, Chengcheng Ji, Wen Wei, Ying Chen, Chao Meng, Zhihui Jin, y Guoqing Zhang. Power management strategy research for dc microgrid

- with hybrid storage system. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 62–68. IEEE, 2015.
- [34] Juan Ángel Saiz Jiménez, Paula Bastida Molina, María Pilar Molina Palomares, y Bernardo Álvarez Valenzuela. Instalaciones solares fotovoltaicas de autoconsumo para pequeñas instalaciones. aplicación a una nave industrial. *3C Tecnología*, 6(1):14, 2017.
- [35] Lubna Mariam, Malabika Basu, y Michael F Conlon. A review of existing microgrid architectures. *Journal of Engineering*, 2013, 2013.
- [36] Frederic. Andreu. 10 claves para entender el real decreto de autoconsumo. <http://solartradex.com/blog/10-claves-para-entender-el-real-decreto-de-autoconsumo/>, 2015.
- [37] M Iqbal, M Azam, M Naeem, AS Khwaja, y A Anpalagan. Optimization classification, algorithms and tools for renewable energy: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 39:640–654, 2014.
- [38] Hristiyan Kanchev, Di Lu, Frederic Colas, Vladimir Lazarov, y Bruno Francois. Energy management and operational planning of a microgrid with a pv-based active generator for smart grid applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, 58(10):4583–4592, 2011.
- [39] Adriana C Luna, Nelson L Diaz, Lexuan Meng, Moises Graells, Juan C Vasquez, y Josep M Guerrero. Generation-side power scheduling in a grid-connected dc microgrid. In *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pages 327–332. IEEE, 2015.
- [40] Dong Chen, Lie Xu, y Liangzhong Yao. Dc voltage variation based autonomous control of dc microgrids. *IEEE transactions on power delivery*, 28(2):637–648, 2013.
- [41] Enrique Acha, Vassilios Agelidis, Olimpo Anaya, y Timothy John Eastham Miller. *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Elsevier, 2001.
- [42] Yusheng Xue, Shumei Cui, y Qun Niu. *Intelligent Computing in Smart Grid and Electrical Vehicles*. Springer, 2014.
- [43] Xavier Dominguez, Marcelo Pozo, Carlos Gallardo, y Leonardo Ortega. Active power control of a virtual power plant. In *Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM), IEEE*, pages 1–6. IEEE, 2016.
- [44] Mengchu Zhao y Qingguang Yu. Research of voltage control strategy for power management system in dc microgrid. In *Energy Internet (ICEI), IEEE International Conference on*, pages 338–343. IEEE, 2017.
- [45] LI Bin, Bao Hailong, y Guo Li. Strategy of energy storage control for islanded microgrid with photovoltaic and energy storage systems. *Electric Power Automation Equipment*, 34(3):8–15, 2014.

- [46] Luis E Zubieta. Demonstration of a microgrid based on a dc bus backbone at an industrial building. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 235–241. IEEE, 2017.
- [47] María Ángeles Martín Prats. *Nuevas técnicas de modulación vectorial para convertidores electrónicos de potencia multinivel*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla, 2003.
- [48] Jih-Sheng Lai y Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on industry applications*, 32(3):509–517, 1996.
- [49] Mónica Chinchilla Sánchez. *Control de un sistema de generación eólica de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes acoplado a red*. Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, 2001.
- [50] Farhad Shahnia, Sumedha Rajakaruna, y Arindam Ghosh. *Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems*. Springer, 2015.
- [51] Nova Electric. Nova’s jupiter-series dc-ac inverters. <https://novaelectric.com/product/350-vdc-nominal-input-pure-sine-wave-output-high-power/>, 2017.
- [52] Patricia Cuenca Garrido. *Diseño e integración de instalación de un sistema de producción de energía eólica doméstica*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid., 2009.
- [53] Víctor Galera Ortega. *Simulador Convertidores DC-DC*. Proyecto Fin de Carrera, Universitat Rovira i Virgili, 2002.
- [54] Javier Rollón Rodríguez. Convertidor dc/dc elevador (boost) con control de corriente y de tensión. Trabajo Fin de Máster, Universidad Pública de Navarra., 2014.
- [55] Rohm. Dc-dc boost converter 2p-interleave. http://www.rohm.com/web/in/reference-design-detail/-/reference-design/igbt_rgth40ts65_dc-dc_boost_converter_2p-interleave_pin=5kw, 2017.
- [56] Carlos Mancebo Durán. *Control de motores eléctricos con baterías electroquímicas*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid., 2015.
- [57] EP Power Europe. Liquid cooled dc-dc converter. www.ep-power.com/demanding/LSM4k.pdf, 2017.
- [58] Eltek. Central office dc/dc converter for 380 vdc distribution systems. www.eltek.com/wip4/download_doc_647.epl?id=7938, 2017.
- [59] Ricardo Albarracín Sánchez. Compensación de sobretensiones en redes eléctricas con generadores fotovoltaicos. Trabajo Fin de Máster, Universidad Carlos III de Madrid., 2010.
- [60] S Sheik Mohammed y D Devaraj. Simulation and analysis of stand-alone photovoltaic system with boost converter using matlab/simulink. In *Circuit, Power*

- and Computing Technologies (ICCPCT), 2014 International Conference on, pages 814–821. IEEE, 2014.
- [61] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, y Ernesto Ruppert Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(5):1198–1208, 2009.
- [62] Michael C Glass. Improved solar array power point model with spice realization. In *Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96., Proceedings of the 31st Intersociety*, volume 1, pages 286–291. IEEE, 1996.
- [63] Waaree. Pv module. https://autosolar.es/pdf/Waaree-Multi_72_Cells.pdf, 2017.
- [64] Carlos Peña Ordóñez. *Estudio de baterías para vehículos eléctricos*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid., 2011.
- [65] Aentron GmbH. Off-grid-lithium-ion battery system. http://www.aentron.com/wp-content/uploads/2017/05/OFF_GRID_BATTERY_SYSTEM_EN.pdf, 2017.
- [66] R Sathishkumar, Sathish Kumar Kollimalla, y Mahesh K Mishra. Dynamic energy management of micro grids using battery super capacitor combined storage. In *India Conference (INDICON), 2012 Annual IEEE*, pages 1078–1083. IEEE, 2012.
- [67] Wei Li y Geza Joos. A power electronic interface for a battery supercapacitor hybrid energy storage system for wind applications. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 1762–1768. IEEE, 2008.
- [68] Maxwell Technologies. Ultracapacitor module. <http://www.mouser.es/pdfdocs/MaxwellBoostmodUltracapacitorSpecSheet.pdf>, 2017.
- [69] Sathish Kumar Kollimalla, Mahesh Kumar Mishra, y N Lakshmi Narasamma. A new control strategy for interfacing battery supercapacitor storage systems for pv system. In *Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2014 IEEE Students' Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2014.
- [70] López Mesa Diana Jimena, Camacho Muñoz Guillermo Alberto, Díaz Chávez, Jaime Oscar, y Gaviria López Carlos Alberto. Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC., 2007.
- [71] Joachim Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, 1994.
- [72] Alfredo De la Barrera González, AA Arellano Sánchez, Indrid Reséndiz Maldonado, y Marco A Javier Sánchez. Análisis de PWM sinusoidal (SPWM) utilizando Matlab para generar el código de conmutación digital. *IEEE ROC&C*, 2015.
- [73] A Schonung y H Stemmler. Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed ac drives. *Brown Boveri Rev*, 51(8/9):555–577, 1964.

- [74] Pedro Rodríguez Cortés. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.
- [75] Joaquín Eloy-García Carrasco. *Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red*. Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid. Departamento de Ingeniería Eléctrica,, 2007.
- [76] Robert H Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [77] Eugenie Clark. A method for artificial insemination in viviparous fishes. *Science (New York, NY)*, 112(2920):722, 1950.
- [78] D. Dong, B. Wen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, y Y. Xue. Analysis of Phase-Locked Loop Low-Frequency Stability in Three-Phase Grid-Connected Power Converters Considering Impedance Interactions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1):310–321, Jan 2015.
- [79] Guopeng Zhao, Jinjun Liu, y Minxiao Han. Design of input filters considering the stability of STATCOM systems. *Journal of Power Electronics*, 11(6):904–913, 2011.
- [80] Aritz Milicua y Gonzalo Abad. Control of grid-connected converters. *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications*, page 148, 2016.
- [81] Alberto Villa Manrique. *Estudio del filtro LCL aplicado a inversores fotovoltaicos*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid., 2011.
- [82] Yankui Zhang, Yan Zhang, Bei Wu, y Jian Zhou. Power injection model of STATCOM with control and operating limit for power flow and voltage stability analysis. *Electric Power Systems Research*, 76(12):1003–1010, 2006.
- [83] Cunping Wang, Xianggen Yin, Minghao Wen, Jian Liu, Qing Xiong, y Bin Zhang. Structure and parameters design of output LC filter in D-STATCOM. In *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [84] Kuei-Hsiang Chao, Chang Tseng, Hao Huang, y Guang Liu. Design and implementation of a bidirectional dc-dc converter for stand-alone photovoltaic systems. *energy*, 4:8, 2013.
- [85] Sathish Kumar Kollimalla, Mahesh K Mishra, Abhisek Ukil, y HB Gooi. Dc grid voltage regulation using new hess control strategy. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8(2):772–781, 2017.
- [86] John G Ziegler y Nathaniel B Nichols. Optimum settings for automatic controllers. *trans. ASME*, 64(11), 1942.
- [87] Joseba Quevedo y Teresa Escobet. *Digital control: Past, present and future of PID control*. Elsevier Science Inc., 2000.

- [88] Yun Li, Kiam Heong Ang, y G. C. Y. Chong. PID control system analysis and design. *IEEE Control Systems*, 26(1):32–41, Feb 2006.
- [89] Y Li, W Feng, XK Zhu, KC Tan, X Guan, y KH Ang. PIDeasy and automated generation of optimal PID controllers. *Asia-Pacific Conference on Control & Measurement, 3 rd, Dunhuang, China*, pages 29–33, 1998.
- [90] Universidad Carlos III de Madrid. *Notas de la materia Control de Máquinas Eléctricas*, 2016.
- [91] Athanasios Papoulis. *Sistemas y circuitos: digitales y analógicos*. Marcombo, 1989.
- [92] Jeffrey W Umland y Mohammed Safiuddin. Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others? *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(3):489–497, 1990.
- [93] GA Anaya-Ruiz, LG Zuñiga-García, LE Ugalde-Caballero, EL Moreno-Goytia, y V Venegas-Rebollar. Electronic transformer based on dab converter for smart park. In *Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2017 IEEE International Autumn Meeting on*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [94] Hyeok-Jin Yun, Ho-Sung Kim, Myoungho Kim, Ju-Won Baek, y Hee-Je Kim. A dab converter with common-point-connected winding transformers suitable for a single-phase 5-level sst system. *Energies*, 11(4):928, 2018.
- [95] NM Tabatabaei, S Abbasi, NS Boushehri, y A Jafari. Overview of STATCOM technology. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE)*, pages 23–28, 2015.
- [96] Jiahong Yan, Xiangqi Zhu, y Ning Lu. Smart hybrid house test systems in a solid-state transformer supplied microgrid. In *Power & Energy Society General Meeting, 2015 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2015.
- [97] Thanh Kha Tran, Hamed Yahoui, Nicolas Siauve, Nam Nguyen-Quang, y Denis Genon-Catalot. Construct and control a pv-based independent public led street lighting system with an efficient battery management system based on the power line communication. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 497–501. IEEE, 2017.
- [98] Leong Kit Gan, Baljit Riar, Jaehwa Lee, y David Howey. Low-cost modular pv-battery microgrid emulator for testing of energy management algorithms. In *DC Microgrids (ICDCM), 2017 IEEE Second International Conference on*, pages 602–608. IEEE, 2017.
- [99] Sundar Venkataraman, Chris Ziesler, Peter Johnson, y Stephanie Van Kempen. Integrated wind, solar, and energy storage: Designing plants with a better generation profile and lower overall cost. *IEEE Power and Energy Magazine*, 16(3):74–83, 2018.
- [100] Seul-Ki Kim, Eung-Sang Kim, y Jong-Bo Ahn. Modeling and control of a grid-connected wind/pv hybrid generation system. In *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES*, pages 1202–1207. IEEE, 2006.

- [101] Arturo Zuniga. Manual de presupuesto para proyectos. <http://es.slideshare.net/cpczuniga/manual-de-presupuesto-para-proyectos>.
- [102] Ministerio de Empleo y Seguridad Social. Base de cotización. http://www.seg-social.es/Internet_1/Trabajadores/CotizacionRecaudaci10777/Regimenes/RegimenEspecialTrab10724/TrabAutInfoGen2k9/DebeCoti2k9Cuant/index.htm.
- [103] MathWorks. Precio de licencias individuales. <http://es.mathworks.com/pricing-licensing/index.html?prodcode=ML>.

Apéndices

Apéndice A

Datos técnicos de la micro red

VALORES BASE ALTERNA

Potencia base	$S_{AC} = 20 \text{ kVA}$
Tensión base	$V_{AC} = 179.63 \text{ V}$
Intensidad base	$I_{AC} = 74.23 \text{ A}$
Frecuencia base	$f_{base} = 50 \text{ Hz}$

VALORES BASE CONTINUA

Potencia base	$S_{DC} = 20 \text{ kVA}$
Tensión base	$V_{DC} = 311.13 \text{ V}$
Intensidad base	$I_{DC} = 64.28 \text{ A}$

FUENTE DE GENERACIÓN

Tensión	$E_s = 179.63 \text{ V}$	1 p.u.
Inductancia	$L_s = 0.27 \text{ mH}$	0.035 p.u.
Resistencia	$R_s = 0.0243 \Omega$	0.0099 p.u.

CONVERTIDOR AC/DC

Inductancia de filtrado (1)	$L_f = 0,46 \text{ mH}$	0.06 p.u.
Resistencia de filtrado (1)	$R_f = 0,0417 \Omega$	0.017 p.u.
Inductancia de filtrado (2)	$L_g = 0,46 \text{ mH}$	0.06 p.u.
Resistencia de filtrado (2)	$R_g = 0,0417 \Omega$	0.017 p.u.
Capacitancia de filtrado	$C_f = 65,77 \mu F$	0.05 p.u.
Resistencia de compensación	$R_c = 0,12 \Omega$	0.05 p.u.
Frecuencia de conmutación	$f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$	90 p.u.
Condensador de la etapa de continua	$C = 591.9 \mu F$	0.45 p.u.
Tensión de continua	$V_{DC} = 380 \text{ V}$	1.22 p.u.
Potencia aparente máxima	$S_{max} = 20 \text{ kVA}$	1 p.u.
Potencia activa máxima	$P_{max} = 16 \text{ kW}$	0.8 p.u.
Intensidad máxima	$I_{max} = 400 \text{ A}$	5.39 p.u.

PANEL SOLAR

Potencia máxima de salida	$P_1 = 4,8 \text{ kW}$	0.24 p.u.
Tensión en el punto de máxima potencia	$V_1 = 36,5 \text{ V}$	0.117 p.u.
Tensión de circuito abierto	$V_{oc} = 45 \text{ V}$	0.145 p.u.
Intensidad en el punto de máxima potencia	$I_1 = 131.52 \text{ A}$	2.046 p.u.
Intensidad de cortocircuito	$I_{sc} = 142.24 \text{ V}$	2.213 p.u.

Suma de las resistencias en serie representativas del dispositivo	$R_s = 0,015 \Omega$	0.0031 p.u.
---	----------------------	-------------

Resistencias en paralelo representativas del dispositivo	$R_p = 19,664 \Omega$	4.063 p.u.
--	-----------------------	------------

Coefficiente de temperatura de la tensión en circuito abierto	$K_V = -0.132 \text{ V/K}$	
---	----------------------------	--

Coefficiente de temperatura de la intensidad de cortocircuito	$K_I = 0.0968 \text{ A/K}$	
---	----------------------------	--

Número de paneles en paralelo	$N_p = 16$	
-------------------------------	------------	--

CONVERTIDOR BOOST

Inductancia de filtrado	$L_1 = 0,185 \text{ mH}$	0.012 p.u.
-------------------------	--------------------------	------------

Resistencia de filtrado	$R_1 = 0,0096 \Omega$	0.002 p.u.
-------------------------	-----------------------	------------

Frecuencia de conmutación	$f_{sw} = 15000 \text{ Hz}$	350 p.u.
---------------------------	-----------------------------	----------

Tensión de salida	$V_o = 380 \text{ V}$	1.22 p.u.
-------------------	-----------------------	-----------

Tensión de entrada	$V_1 = 36.85 \text{ V}$	0.118 p.u.
--------------------	-------------------------	------------

Potencia activa máxima	$P_{max} = 5 \text{ kW}$	0.25 p.u.
------------------------	--------------------------	-----------

Intensidad máxima	$I_{max} = 140 \text{ A}$	2.1 p.u.
-------------------	---------------------------	----------

BATERÍA

Tensión nominal	$V_{Bat} = 24 \text{ V}$	0.077 p.u.
-----------------	--------------------------	------------

Intensidad máxima	$I_{max} = 400 \text{ A}$	6.22 p.u.
-------------------	---------------------------	-----------

Capacidad	$I_{bat} = 480 \text{ Ah}$	
-----------	----------------------------	--

Energía almacenada	$Ea_{Bat} = 12 \text{ kWh}$	
--------------------	-----------------------------	--

BATERÍACONVERTIDOR DC-DC

Inductancia de filtrado	$L_2 = 0,265 \text{ mH}$	0.017 p.u.
Resistencia de filtrado	$R_2 = 0,013 \Omega$	0.003 p.u.
Frecuencia de conmutación	$f_{sw} = 15000 \text{ Hz}$	300 p.u.
Tensión de salida	$V_o = 380 \text{ V}$	1.22 p.u.
Tensión de entrada	$V_2 = 24 \text{ V}$	0.077 p.u.
Potencia activa máxima	$P_{max} = 4 \text{ kW}$	0.2 p.u.
Intensidad máxima	$I_{max} = 170 \text{ A}$	2.64 p.u.

SUPERCONDENSADOR

Capacitancia	$C_{SC} = 136 \text{ F}$	
Resistencia	$R_{SC} = 8,1 \text{ m}\Omega$	0.002 p.u.
Intensidad máxima	$I_{max} = 100 \text{ A}$	1.56 p.u.
Tensión nominal	$V_{SC} = 56 \text{ V}$	0.18 p.u.
Energía almacenada	$Ea_{SC} = 57 \text{ Wh}$	0.18 p.u.

SUPERCONDENSADORCONVERTIDOR DC-DC

Inductancia de filtrado	$L_3 = 0,472 \text{ mH}$	0.031 p.u.
Resistencia de filtrado	$R_3 = 0,024 \Omega$	0.005 p.u.
Frecuencia de conmutación	$f_{sw} = 15000 \text{ Hz}$	300 p.u.
Tensión de salida	$V_o = 380 \text{ V}$	1.22 p.u.

Tensión de entrada	$V_3 = 56 \text{ V}$	0.18 p.u.
Potencia activa máxima (15 s/ 10 min)	$P_{max} = 2.25 \text{ kW}$	0.11 p.u.
Intensidad máxima	$I_{max} = 40 \text{ A}$	0.62 p.u.

Apéndice B

Valores base

$V_{AC\ base}$	=	Valor máximo de la tensión de fase	$[V]$
$S_{AC\ base}$	=	Potencia nominal del generador	$[VA]$
f_{base}	=	Valor nominal de la frecuencia de alimentación	$[Hz]$
w_{base}	=	$2\pi f_{base}$	$[rad/s, elec]$
$I_{AC\ base}$	=	$\frac{2}{3} S_{AC\ base} / V_{AC\ base}$	$[A]$
$Z_{AC\ base}$	=	$V_{AC\ base} / I_{AC\ base}$	$[\Omega]$
$S_{DC\ base}$	=	$S_{AC\ base}$	$[VA]$
$V_{DC\ base}$	=	$\sqrt{3} V_{AC\ base}$	$[V]$
$I_{DC\ base}$	=	$\frac{\sqrt{3}}{2} I_{AC\ base}$	$[A]$
$Z_{DC\ base}$	=	$2 Z_{AC\ base}$	$[\Omega]$

Apéndice C

Anti-windup para reguladores PI

Uno de los principales defectos del regulador PI es el efecto windup. Al tratarse de una técnica de control ampliamente utilizada en la industria, dicho fenómeno ha sido estudiado y se ofrece una breve explicación de los defectos que provoca y su solución.

El efecto windup se genera al sobrepasar los límites físicos del sistema, definidos por seguridad en el controlador, el cual se satura obteniendo u_s , que se mantendrá constante en el término máximo o mínimo definido [2]:

$$u_s = \begin{cases} u_{max}; & u > u_{max} \\ u; & u_{min} < u < u_{max} \\ u_{min}; & u < u_{min} \end{cases} \quad (C.1)$$

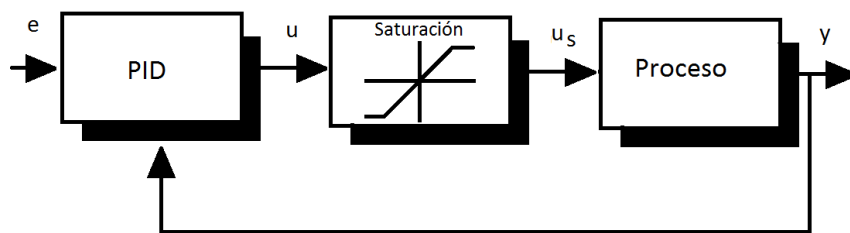


Figura C.1 Esquema general del fenómeno de la saturación

Atendiendo a la Figura C.1, si la señal de salida del controlador (u) supera los límites físicos, se satura. Sin embargo, este hecho puede generar la degradación de la actuación del regulador PI por el efecto windup, que se traduce en un control inestable [1].

Esto se produce porque al saturar la salida del controlador, la señal del error permanece constante, producto de la referencia y la retroalimentación de la señal del proceso (y), generando un error acumulativo denominado windup, como se presenta en la Figura C.1. Para solucionarlo se implementa la estructura del anti-windup.

La explicación teórica y demostración del anti-windup se apoya en el caso de estudio de un convertidor AC/DC que opera como compensador de reactiva, centrando el análisis en el regulador PI de la intensidad mostrado en la Figura C.2. Se ha decidido definir un código numérico en dicha imagen, al que se hace referencia en la leyenda utilizada en la Figura C.3, para facilitar la comprensión de la información presentada.

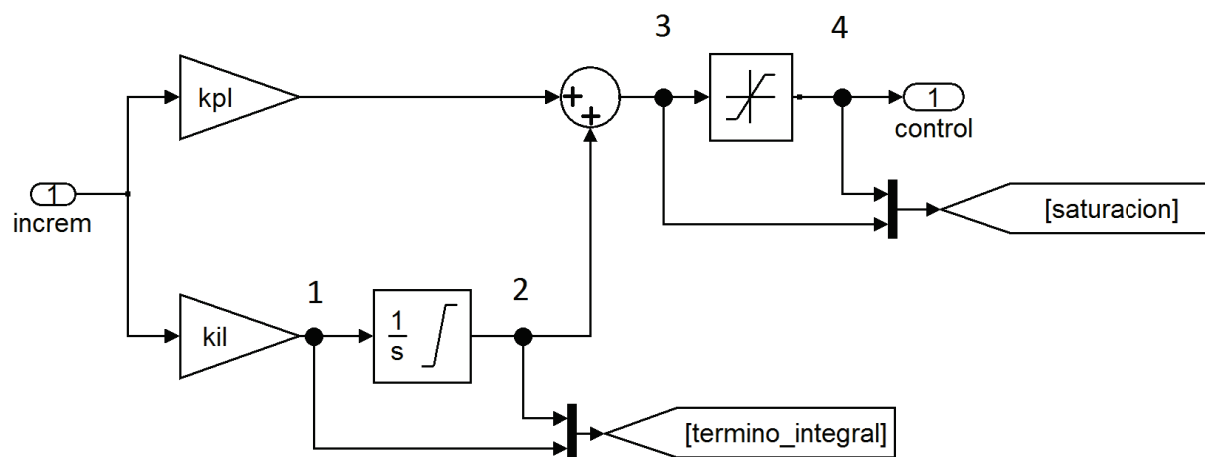


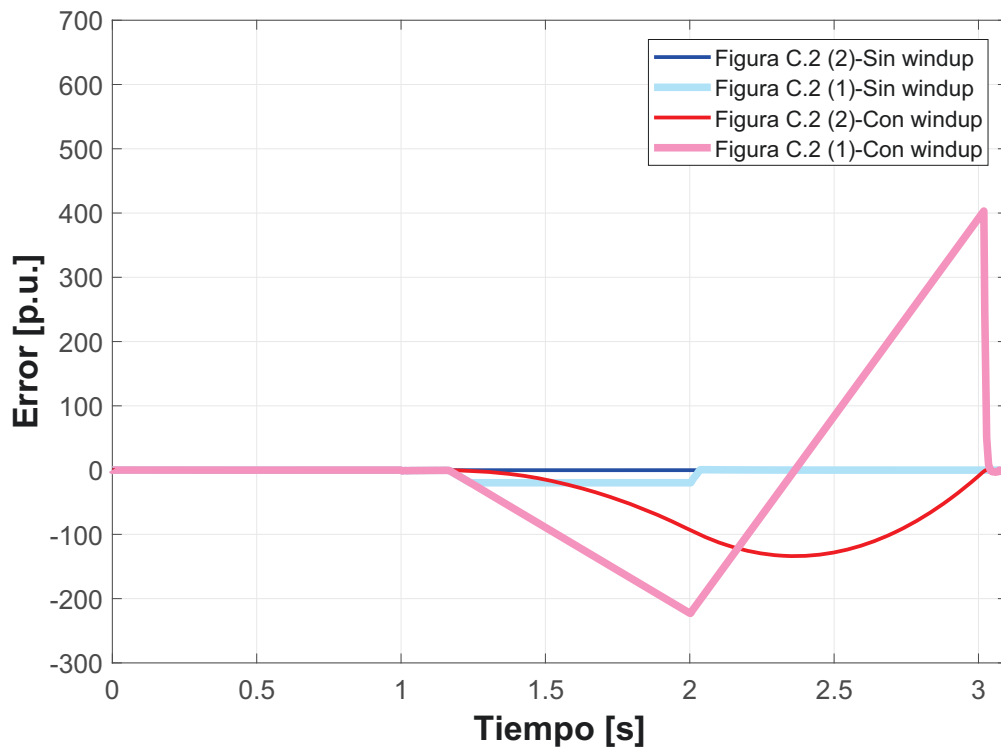
Figura C.2 Esquema general del regulador PI estudiado

El caso de estudio consiste en un convertidor AC/DC que actúa como compensador de reactiva de una carga inductiva elevada conectada a la red, la cual vuelve al punto inicial tras un intervalo de un segundo. El control tiene como objetivo principal regular la tensión nominal del punto de acople a la red (PCC), sin embargo al alcanzar el límite físico superior los controladores se saturan.

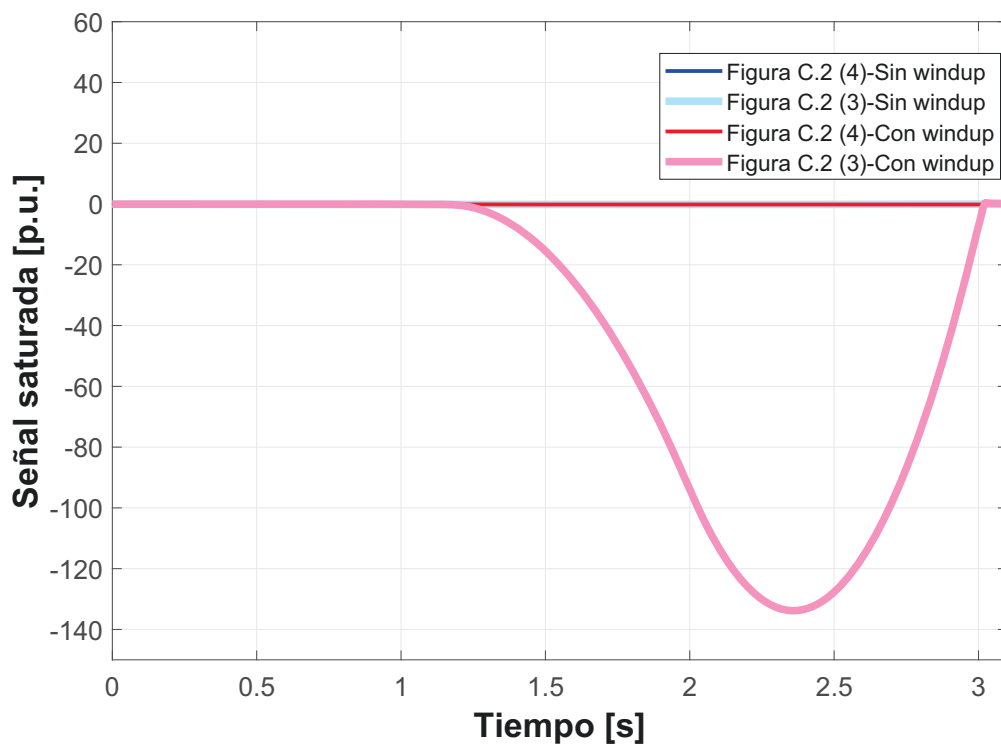
En la Figuras C.3 y C.4 se compara la respuesta de dos modelos del convertidor AC/DC idénticos ante una carga inductiva con las mismas características. La única diferencia radica en que en uno de ellos no se utiliza anti-windup (respuesta con windup).

En la Figura C.3 (a) se observa que sino se utiliza el anti-windup el error se acumula generando un valor enorme en el regulador. Mientras que en el modelo que se utiliza, el error deja de aumentar porque la salida del término integral es nula cuando alcanza un valor definido cercano al límite físico. De este modo, cuando la carga vuelve al estado inicial, dentro del rango de operación del convertidor, el control retorna rápidamente al punto de operación idóneo.

En la Figura C.3 (b) se muestra que debido al enorme error acumulado (windup) en su entrada, el controlador permanece saturado hasta incluso un segundo después del retorno de la carga a su estado inicial. A pesar que por la características de la carga inductiva, el convertidor entraría en su rango de operación normal, el windup provoca un retraso significativo en la respuesta del controlador, lo que genera considerables perturbaciones e incluso la pérdida del control [3], como ocurre en el caso presentado en la Figura C.4.



(a) Comparación de la saturación del término integral en ambos casos



(b) Comparación de la saturación en ambos casos

Figura C.3 Ejemplo ilustrativo del fenómeno del windup

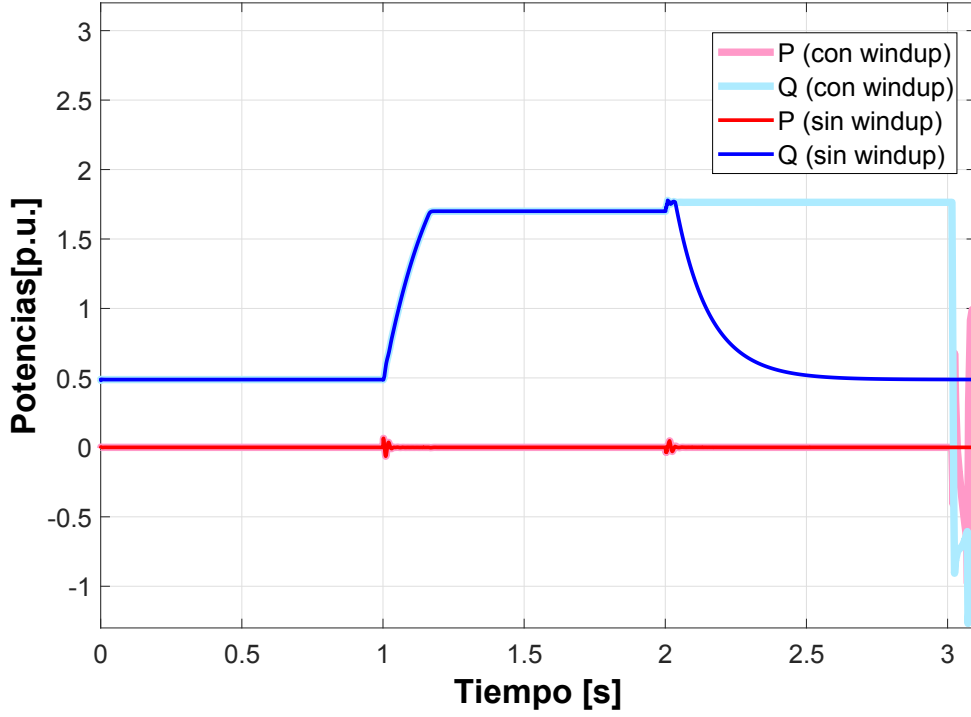


Figura C.4 Efecto del windup en las potencias suministradas por el convertidor

Existen una multitud de técnicas alternativas para implementar el anti-windup, que evita una actuación defectuosa y posibilita un control óptimo [2]. La opción elegida es la integración condicional, en el que se bloquea la acción integral del regulador, al cumplirse algunas de las siguientes premisas:

1. El término integral se limita a un determinado valor.
2. La integración para cuando el error del sistema es enorme.
3. La integración para cuando los reguladores se saturan.
4. La integración para cuando el controlador se satura y el error del sistema y la variable manipulada tiene idéntico signo.

En este estudio se ha optado por frenar la integración cuando los reguladores se saturan, la implementación del anti-windup ha sido idéntica en todos los reguladores PI utilizados en el proyecto. La ecuación del regulador PI se define en (C.2) [1].

$$u_n = K_P e + K_I \eta \quad (\text{C.2})$$

Considerando que:

$$\dot{\eta} \equiv \frac{d\eta}{dt} = e$$

Bibliografía

- [1] A. Scottedward Hodel y C. E. Hall. Variable-structure PID control to prevent integrator windup. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(2):442–451, Apr 2001.
- [2] D Vrancic. *Design of anti-windup and bumpless transfer protection. Part II: PID controller tuning by multiple integration method*. Tesis Doctoral, PhD thesis, University of Ljubljana, J. Stefan Institute, Ljubljana, Slovenia, 1996.
- [3] Antonio Visioli. Modified anti-windup scheme for PID controllers. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 150(1):49–54, 2003.

Apéndice D

Análisis económico de la inversión

En el Acuerdo de París, la Unión Europea se comprometió a reducir considerablemente las emisiones a largo plazo, en concreto entre un 80-95 % en 2050 respecto a los niveles de 1990. El 7 de Julio de 2017, España publica el Acuerdo del Consejo de Ministros, por el que se crea una Comisión de expertos sobre escenarios de transición energética a propuesta del Ministro de Energía, Turismo y Agenda Digital [1].

Atendiendo al mix eléctrico de 2016 en España ofrecido por Iberdrola [2], se observa que un 40 % de la electricidad procede de fuentes renovables, la energía nuclear se sitúa ligeramente por encima del 20 % y el resto procede de fuentes contaminantes. Para cumplir el objetivo planteado respecto a la reducción de emisiones, la opción más lógica sería disminuir el consumo energético, pero debido a las consecuencias económicas y sociales, muchos expertos apuestan por utilizar energías más limpias para afrontar dichos problemas, dado que se han adquirido unos estándares o hábitos difíciles de modificar [3].

En este contexto, una solución como la ofrecida en este proyecto sería idónea, la micro red permite la principal ventaja de operar desconectada de la red principal empleando energías limpias. Se podría incluso operar de modo aislado durante las horas de pico de consumo, que suponen un incremento del precio de la electricidad para el consumidor final, buscando de este modo una rentabilidad económica.

Sin embargo, su generalización queda lastrada por la elevada inversión de capital necesaria para la compra de los convertidores, dispositivos de almacenamiento y paneles solares requeridos. Se ofrece un resumen de las principales premisas económicas que se atenderían a la hora de analizar el retorno de esta inversión en un plazo de tiempo definido, empleado la herramienta de análisis económico del VAN (Valor actual neto).

Desde el punto de vista de los costes, se debe analizar la contratación del personal necesario, el importe inicial de la compra de los dispositivos necesarios para la producción de energía y en menor medida los gastos de mantenimiento. Los factores clave a considerar en los principales agentes son:

- En el caso de las instalaciones solares fotovoltaicas de autoconsumo, la producción teórica anual no coincide con la que puede proporcionar el panel solar en condiciones de irradiancia óptimas. Se emplea para ello la radiación solar anual, o las horas

solares pico anuales (HSP) según su emplazamiento, para calcular la producción teórica anual [4]:

$$E_{teorica} = HSP \cdot E_{instalada} \quad (D.1)$$

Donde:

- $E_{teorica}$: Energía teórica anual que exporta el panel solar [Wh/año].
- $E_{instalada}$: Energía que exporta el panel solar en condiciones óptimas [Wh/año].
- HSP: Horas solares pico anuales.

Debido a las pérdidas por conexionado, caídas de tensión, polvo o temperatura, algunas referencias proponen a partir de la experiencia, porque son difíciles de estimar teóricamente, una pérdida de rendimiento en torno al 19 % [4]. Por otro lado, sin el empleo de dispositivos de almacenamiento se considera que solo se aprovecharía el 80-85 % de la energía producida por el panel solar. Así pues, con dicho coeficiente de aprovechamiento y el rendimiento se definiría la producción real:

$$E_{real} = Coef_{aprov} \cdot E_{teorica} \cdot \eta \quad (D.2)$$

Donde:

- $E_{teorica}$: Energía teórica anual que exporta el panel solar [Wh/año].
- E_{real} : Energía real que exporta el panel solar [Wh/año].
- η : Eficiencia del panel solar.
- $Coef_{aprov}$: Coeficiente de aprovechamiento actualizado considerando el año.

También se debe considerar la disminución del aprovechamiento de la instalación debido a la pérdida de rendimiento de las placas, aproximadamente un 0,5 % por año. Así, la producción aprovechada real de la instalación del primer año se verá disminuida cada año:

$$Coef_{aprov} = (1 - 0,005 \cdot (n - 1)) \cdot Coef_{aprov\ o} \quad (D.3)$$

Donde:

- $Coef_{aprov}$: Coeficiente de aprovechamiento actualizado considerando el año.
- $Coef_{aprov\ o}$: Coeficiente de aprovechamiento del primer año.
- n : Años del dispositivo de almacenamiento.

Además del panel solar fotovoltaico, se debe estudiar la inversión inicial que supone el inversor, la estructura soporte, el cableado, la canalización eléctrica, las protecciones eléctricas y la puesta a tierra [4]. Otro detalle a considerar es el incremento del precio del seguro por la instalación fotovoltaica, estimado en 50 €/año y el dinero destinado a mantenimiento, definido en 150 €/año [4].

- El marco legislativo actual no contempla recibir una retribución económica por la energía volcada a la red, favoreciendo el empleo de dispositivos de almacenamiento. Con su utilización se logra que la energía aprovechada del panel solar sea igual a la energía total que produce, considerando para este caso un coeficiente de aprovechamiento bastante elevado, en torno al 95 %. Así pues, el ingreso que proporcionaría se podría medir por la diferencia de energía que se capta gracias al empleo de este dispositivo [3]:

$$\Delta E = E_{+bat} - E_{-bat} \quad (D.4)$$

Donde:

- ΔE : Energía que se aprovecha por el empleo de la batería [Wh/año].
- E_{+bat} : Energía exportada utilizando la batería [Wh/año].
- E_{-bat} : Energía exportada sin utilizar la batería [Wh/año].

El coste total depende de la inversión inicial y los siguientes factores [5]:

- El coste del sistema de control empleado para la batería.
- El coste del convertidor empleado como interfaz.
- La eficiencia del dispositivo de almacenamiento.
- El ciclo de vida del dispositivo de almacenamiento.
- Coste de mantenimiento.
- Coste de reemplazar el dispositivo de almacenamiento.

La degradación de la batería es un aspecto clave que no se considera correctamente en algunos estudios económico y supone una reducción de la energía útil que puede entregar [3] [5]. El relevante impacto económico negativo que supone este deterioro se demuestra en la referencia [3]. Para evitarlo se plantea:

- Utilizar una profundidad de descarga menor para prolongar la vida la batería y disminuir su degradación, la cual ha sido remarcada en el presente proyecto definiendo el límite inferior en el 25 % y el superior en el 85 % [6]. Como se demuestra en el estudio [3] con una profundidad del 80 % (del 20 % al 100 % de la capacidad), se debe reemplazar la batería en un periodo de 5 años, para mantener un nivel operacional aceptable.
- El empleo del supercondensador para evitar un deterioro pronunciado de la batería. Se debería analizar si la inversión del supercondensador y su convertidor es rentable para la tarea que desempeña, sobretodo estudiando la prolongación del ciclo de vida de la batería que se logra por su uso.

Para estimar el precio de la electricidad que estaríamos evitando pagar por el empleo de la micro red, se puede emplear el régimen tarifario de la nave industrial. Para este caso de estudio sería de 2.0 A, con un precio de 0,1478 €/kWh constante, independientemente

de la franja horaria del día. Añadiendo el impuesto de electricidad, se podría aproximar a un coste energético de 0,15 €/kWh. El ingreso o dinero ahorrado anual se calcularía del siguiente modo:

$$I = p_{elec} \cdot E_{real} \quad (D.5)$$

Donde:

- I : Ingreso por el empleo de los dispositivo de la micro red [€].
- p_{elec} : Precio de la electricidad [€/Wh].
- E_{real} : Energía real que exporta el panel solar, con el soporte de la batería [Wh/año].

Los costes fijos no solo incluyen la inversión inicial de los componentes empleados, sino que se debe analizar otros costes, como el de mantenimiento definido en (D.6) [7].

$$C_{op} = \sum_{t=1}^{t_{vida}} C_{man} \cdot \left(\frac{100 + \lambda}{100} \right) \quad (D.6)$$

Donde:

- C_{op} : Costes operacional total [€].
- C_{man} : Costes anual de mantenimiento [€].
- λ : Porcentaje anual de incremento del coste de mantenimiento [%].
- t_{vida} : Ciclo de vida estimado para cada dispositivo [años].

El estudio de los costes es más complejo que el resumen presentado, factores como el valor tiempo del dinero, la necesidad de préstamos con sus intereses, las penalizaciones o requerimientos exigidos en la legislación vigente y los gastos por incumplir plazos, deben ser considerados. Todo ello produciría un aumento en la cuantía final de la instalación. Finalmente, se emplea el VAN a partir de la comparación de costes e ingresos, como se presenta en la ecuación (D.7), ayudando a decidir si se acepta o desecha el proyecto [8].

$$VAN = -C_f + \sum_n^{i=1} \left(\frac{I_i - C_i}{1 + \frac{r}{100}} \right)^i \quad (D.7)$$

Donde:

- C_f : Costes por la inversión inicial [€].
- I_i : Ingresos totales del año i [€].
- C_i : Costes totales del año i [€].
- r : Índice de rentabilidad.
- n : Periodo de análisis [años].

Aunque la legislación actual no lo contempla, un punto interesante de estudio sería que el propietario de la micro red recibiera compensación económica por parte del operador, por la energía que suministra a la red o por el empleo del convertidor AC/DC como compensador de reactiva.

El empleo del convertidor AC/DC como compensador de reactiva mejora de la calidad de la energía, con beneficios derivados de esta realidad como [9]:

- Reducir los errores de trabajar en condiciones desfavorables por utilizar intensidades excesivamente altas.
- Evitar gastos de reparación, reconstrucción o sustitución de equipamiento dañado, por la utilización de energía que no presenta las características óptimas.
- Reducción de pérdidas energéticas.

El ahorro de costes por el empleo del convertidor AC/DC para regular la tensión del punto de conexión se determina con la expresión (D.8) [9]:

$$\Phi_{sag} = k_{sag} \cdot t_{int} \cdot (W_{ant} - W_{pos}) \cdot C_{cons} \quad (D.8)$$

Donde:

- Φ_{sag} : Ahorro de costes por mitigar la caída de tensión [€].
- k_{sag} : Coste unitario por pérdidas [€/kWh].
- C_{cons} : Potencia utilizada por el consumidor [kW].
- t_{int} : Duración de la interrupción [h].
- W_{ant} , W_{pos} : Factores adimensionales empleados para estimar la variación de magnitud antes y después de la mitigación.

Del análisis presentado se puede extraer que una inversión de esta índole solo será muy rentable en el futuro, logrando la expansión de energías limpias, si se cumplen las siguientes premisas:

- La reducción de los costes de la inversión inicial asociada a los paneles solares, las baterías y la electrónica de potencia, siendo continuista con una tendencia de disminución de precios en la última década [3].
- El desarrollo de los dispositivos del almacenamiento para reducir su degradación natural. Además, del empleo del control para cargar la batería en horas donde el coste de la electricidad es bajo (periodo valle) y emplear dicha energía para picos de consumo, donde el precio de la electricidad es más elevado.
- Un cambio en el marco legislativo favorable que sirva para recibir subsidios por certificados de empleo de energía limpias o una cierta retribución económica por parte del operador, por la energía volcada a la red o por el empleo del convertidor AC/DC como compensador de reactiva.

Bibliografía

- [1] Turismo y Agenda Digital Ministerio de Energía. Resolución de 28 de julio de 2017, de la subsecretaría, por la que se publica el acuerdo del consejo de ministros de 7 de julio de 2017, por el que se crea una comisión de expertos sobre escenarios de transición energética. https://www.boe.es/diario_boe/txt.php?id=BOE-A-2017-9067. «BOE» núm. 180, de 29 de julio de 2017.
- [2] Iberdrola. Origen de la electricidad comercializada por iberdrola. <https://www.iberdrola.es/empresas/info/etiquetado-electricidad>.
- [3] Kotub Uddin, Rebecca Gough, Jonathan Radcliffe, James Marco, y Paul Jennings. Techno-economic analysis of the viability of residential photovoltaic systems using lithium-ion batteries for energy storage in the united kingdom. *Applied Energy*, 206:12–21, 2017.
- [4] Juan Ángel Saiz Jiménez, Paula Bastida Molina, María Pilar Molina Palomares, y Bernardo Álvarez Valenzuela. Instalaciones solares fotovoltaicas de autoconsumo para pequeñas instalaciones. aplicación a una nave industrial. *3C Tecnología*, 6(1):14, 2017.
- [5] V Musolino, L Piegari, y E Tironi. Technical and economical evaluation of storage systems in naval applications. In *Clean Electrical Power (ICCEP), 2013 International Conference on*, pages 120–127. IEEE, 2013.
- [6] Yusheng Xue, Shumei Cui, y Qun Niu. *Intelligent Computing in Smart Grid and Electrical Vehicles*. Springer, 2014.
- [7] TS Chung y Ge Shaoyun. A recursive lp-based approach for optimal capacitor allocation with cost-benefit consideration. *Electric Power Systems Research*, 39(2):129–136, 1996.
- [8] Richard Robinson, Uno Danielson, y Martin Snaith. *Road Maintenance Management-Concepts and Systems*, 1998.
- [9] Kittaya Somsai y Thanatchai Kulworawanichpong. Cost estimation for reactive power compensation in distribution power system by using D-STATCOM, 2013.